radio fernsehen elektronik

16 · 68

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

2. Augustheft · Preis 2,00 M
Verlagspostort Leipzig · Für DBR Berlin

- Entwicklungstendenzen auf dem Gebiet der Fernsehempfangspraxis
- Gleichspannungsverstärkung mit Transistorchopper
- „REMA Allegro 82" Stereosteuergerät mit 2 Boxen

VERSORGUNGSKONTOR FÜR MASCHINENBAU-ERZEUGNISSE

Betriebsteil III 102 Berlin, Gertraudenstraße 10–12, Telefon 51 05 31

Wir bieten aus unserem umfangreichen Sortiment an elektrischen und elektronischen Meßgeräten zur sofortigen bzw. Lieferung im II. Halbjahr 1968 an:

Oszilloskope und Oszillografen

	Typ	B	E		Preis
Impulsoszilloskop	OG 1-13a				17 700,— M
Impulsoszilloskop (Ungarn)	TR 4401	30 MHz	50 mV/cm		12 486,— M
Impulsoszilloskop (Polen)	OKS 515 A	15 MHz	50 mV/cm		13 720,40 M
Impulsoszilloskop (Polen)	OKD 515 AB	15 MHz	50 mV/cm		15 507,10 M

Zu den genannten Oszilloskopen halten wir noch ein Sortiment an Zweikanaleinschüben und hochempfindlichen Differentialvorverstärkern bereit.

Speicheroszilloskop (SU)	C 1-37	1 MHz	10 mV/cm		16 025,50 M
Service-Impuls-Oszilloskop (SU) (Batterie- und Netzbetrieb)	C 1-35	5 MHz	20 mV/cm	etwa	3 500,— M
Service-Klein-Oszilloskop	EO 1/7				510,— M
8-Schleifen-Oszillograf	8-SO-4				16 620,— M
9-Schleifen-Oszillograf	9 SO-1 F 3				11 100,— M

(dazu Meßschleifenverstärker MSV 10, Meßschleifen und Spulenschwinger)

Zeichenerklärung: B = Bandbreite E = Empfindlichkeit

Geräte zur Messung der Frequenz, Amplitude und Modulation

Breitbandwobbler (SU)	X 1-19	0,5 — 1000 MHz		12 484,— M
Breitbandwobbler (SU)	X 1-30	0,5 — 1500 MHz		18 726,— M
Breitbandwobbler (SU)	X 1-27	15 kHz — 40 MHz		14 369,85 M
Selektograf	SO 86 F 1			2 630,— M
Selektograf	SO 82			3 500,— M
Analysator (SU)	C 5-3	10 Hz — 20 kHz		11 860,— M
Null-Indikator (SU)	Ф 510			8 739,— M
Frequenzzähler (SU)	Ч 3-12 mit u = 3-14	100 (120) MHz		20 305,25 M

Generatoren

Rechteckgenerator (Ungarn)	TR 0302	0,1 Hz — 1 MHz		8 427,— M
Mikrowellengenerator (Ungarn)	EMG 1177	3,8 — 7,5 GHz		8 000,— M
Präzisions-Dekadengenerator	PDG 3			23 660,— M
Leistungsgenerator	2001			6 180,— M
Leistungsgenerator	2002 A			4 550,50 M
Präzisions-Dekadengenerator (Polen)	PW 7	1 Hz — 10 kHz/25 V	etwa	6 300,— M
RC-Generator (Polen)	G 534	20 Hz — 20 kHz; 30 μV — 3 V/75 Ohm		1 248,40 M
Nano-Impulsgenerator (SU)	Г 5-19	200 Hz — 5 MHz; 30 V/75 Ohm; 9 nsec		23 407,50 M

Zubehör und sonstige elektronische Meßgeräte

Transistor-Stromversorgungsgerät	1 TG 1	(15 V, 4 A)		858,— M
Transistor-Stromversorgungsgerät	2 TG 15/6	(2 × 15 V, 6 A)		2 292,— M
Gleichspannungsnetzgerät	150 — 600 V/0,3 A			1 760,— M
Wechselspannungs-Isolations-Prüfgerät		WIP 6		1 215,— M
Wechselspannungs-Isolations-Prüfgerät		WIP 12		1 910,— M
Satz GHz-Technik x-Band (Polen)	10 GHz mit Flansch	UBR 100 oder PDR 100	etwa	24 000,— M

Weiterhin: Schwingungsmeßplätze SDM 132, 162; Verstärker IV 11, KV 91; selektive Mikrovoltmeter SMV 1-2, WMW 2, HMV-1 A, SMV 2, EPG 5; Verzerrungsmesser TM 66.1, TM 66.2; Rohrbruchsuchgerät RS 102; Metallsuchgerät MSG 60; Digitalvoltmeter V 523 (Polen), TR 1651 (Ungarn); Klirrfaktormesser 3013; Meßwertdrucker 3510, 3520; Ferrotester KTS 2738

Elektrische Meßinstrumente

Vielfachmesser III				162,— M
Universalmesser	316 961	Kl. 1/1,5		266,— M
Universalmesser	316 981	Kl. 1,5/2,5		206,— M
Universalmesser	316 880			221,— M
Universalschreiber	323 811		etwa	900,— M
Universalleistungsschreiber	323 400		etwa	2 500,— M
Schutzprüfer	220 V NES			191,— M

Außerdem: Multiprüfer, Isolationsmesser, Hochspannungsanzeiger, Zellenprüfer, Autostarter- und Lichtmaschinenprüfer, Stellmotore und WE-Verstärker, Schalttafel-Einbauinstrumente, Präzisions-Meßbrücken, Kompensatoren nach Feußner – Dieselhorst – Rump, Multiflex-Galvanometer, Spiegelgalvanometer, Registriergalvanometer, Kurbelwiderstände Typ I, II und III, Normalwiderstände und Koordinatenschreiber

Nach Kenntnis Ihrer Bedarfswünsche sind wir gern bereit, weitere Angebote in spezifizierter Form mit ausführlichen technischen Unterlagen abzugeben.
Die genannten Preise sind Industrieabgabepreise, zu denen eine Handelsspanne von 9% berechnet wird.

Zu unserem Titelbild

Der teiltransistorisierte Stereoempfänger „REMA Allegro 82" wird zur Leipziger Herbstmesse 1968 vorgestellt (s. a. Seite 495···498)

Foto: E. Müller

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

■ Stabilisierung des Transistorarbeitspunktes mittels linearer Widerstände

■ Vierspur-Stereobandgerät aus der Sowjetunion

■ Leistungsverstärker im KW- und UKW-Bereich mit sowjetischen Transistoren

■ Neuentwicklungen aus dem VEB Elektroakustik Leipzig

■ Bauanleitung: Spannungsgesteuerter Rechteckwellengenerator

СОДЕРЖАНИЕ

Тенденции развития и выводы в области практики телевизионного приема 485

Западногерманская электропромышленность обратно в 19-й век? 487

Корректированный пиковый ток отклонения для данных чувствительности магнитных отклоняющих систем 488

Информации о полупроводниках 43 491

Транзисторный усилитель постоянного напряжения 493

«REMA Allegro 82» — стереоприемник с двумя ящиками с громкоговорителями 495

Маленький АМ/ЧМ-приемник «Transmira» 498

Для сервиса 501

Цифровая вычислительная машина при разработке электронных приборов, часть 2-я 503

Генератор импульсов на транзисторах разной проводимости 505

Пригодность проигрывателей для воспроизведения стерео-грампластинок 506

Инструкция по встроению AFC в переносные приемники 507

Электрическое эксплуатационное поведение гальванических первичных элементов, часть 2-я и окончание 508

IN THIS ISSUE

Development Trends and Conclusions in the Field of Television Receiving Practice 485

Does the West German Electrical Industry Fall Back into the 19th Century? 487

Corrected Deflecting Peak Current in the Indication of Core Data for the Sensitivity of Magnetic Deflection Systems 488

Semiconductor Informations 43 491

Direct-Current Amplification with Transistor Chopper 493

"REMA Allegro 82" Stereo Control Apparatus with 2 Boxes 495

AM/FM Miniature Receiver "Transmira" 498

Service Informations 501

Digital Computers for the Design of Electronic Devices, Part 2 503

Pulse Generator with Complementary Transistors 505

The Suitability of Record Players for Stereo Reproduction 506

Instruction for Installing AFC in Portable Receivers 507

Electrical Operating Behaviour of Galvanic Primary Cells, Part 2 and Conclusion 508

Sie lesen in diesem Heft

Entwicklungstendenzen und Schlußfolgerungen auf dem Gebiet der Fernsehempfangspraxis 485

Westdeutsche Elektroindustrie zurück ins 19. Jahrhundert? 487

Korrigierter Ablenkspitzenstrom bei der Kenndatenangabe der Empfindlichkeit magnetischer Ablenksysteme 488

Halbleiterinformationen 43 491

Gleichspannungsverstärkung mit Transistorchopper 493

„REMA Allegro 82" Stereosteuergerät mit 2 Boxen 495

AM/FM-Kleinempfänger „Transmira" 498

Für den Service 501

Digitalrechner bei der Entwicklung elektronischer Geräte, Teil 2 503

Impulsgenerator mit Komplementärtransistoren 505

Die Eignung von Schallplattenabspielgeräten für Stereowiedergabe 506

Einbauanleitung für AFC in Reiseempfänger 507

Elektrisches Betriebsverhalten galvanischer Primärelemente, Teil 2 und Schluß 508

OBSAH

Směry vývoje a důsledky v oboru televizního příjmu 485

Západoněmecký elektrotechnický průmysl na cestě do 19. století? 487

Korigovaný špičkový vychylovací proud při údajích o citlivosti magnetických vychylovacích soustav 488

Informace o polovodičích 43 491

Zesílení stejnosměrných signálů pomocí tranzistorového střídače 493

„REMA Allegro 82" stereofonní přijímač se dvěma reproduktorovými soustavami 495

Malý am- a fm-přijímač „Transmira" 498

Pro servis 501

Číslicové počítače při vývoji elektronických přístrojů, díl druhý 503

Generátor impulzů s doplňkovými tranzistory 505

Vhodnost gramofonů pro přehrávání stereofonních gramofonních desek 506

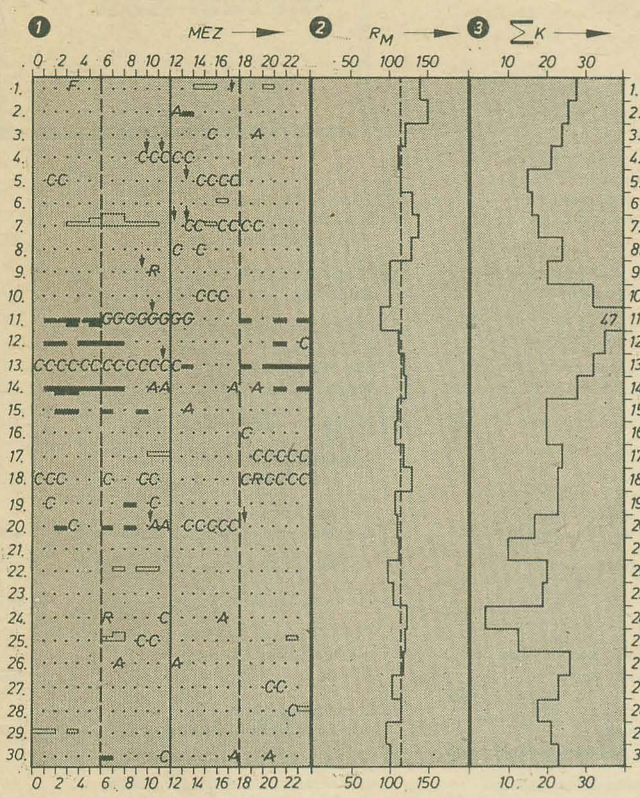
Návod k vestavění automatického dolaďování do cestovních přijímačů 507

Elektrické chování primárních galvanických článků, díl druhý a závěr 508

KW-AUSBREITUNG

im Juni 1968 und Vorschau für September 1968

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin



KW-Ausbreitung im Juni 1968

1 relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert

∇f/f
- +41% und darüber
- +31 ··· +40%
- +21 ··· +30%
- +20 ··· −20%
- −21 ··· −30%
- −31 ··· −40%
- −41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

A = Abdeckung
C = Gerätestörung
F = Streuung
S = atmosphärische Störungen oder Fadings
N = Messung nicht interpretierbar
G = Ionisationsdichte der Schicht für brauchbare Messung zu gering
R = selektive Dämpfung

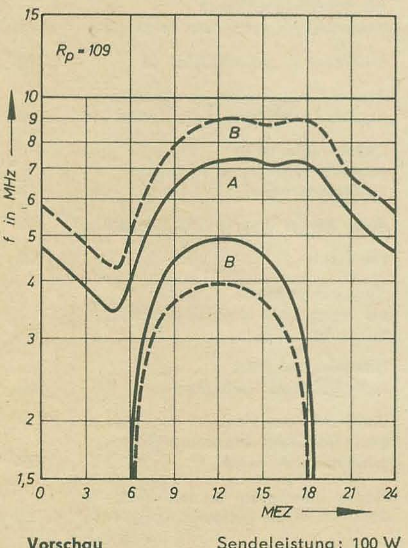
2 gemessene Sonnenfleckenrelativzahlen (R_M)

3 Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern

Die Frequenzberatung wurde vom Labor für Wellenausbreitung des Rundfunk- und Fernsehtechnischen Zentralamtes der Deutschen Post, Berlin-Adlershof, berechnet.

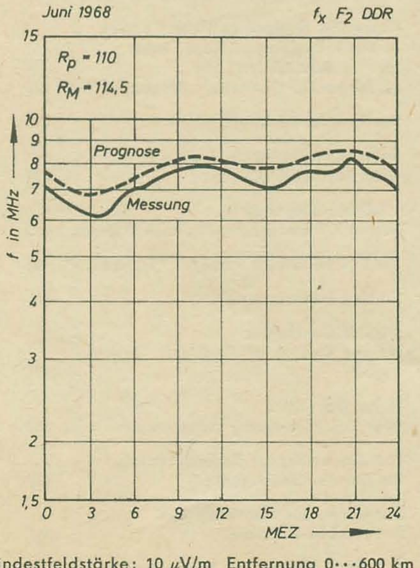
Frequenzberatung

September 1968 DDR Mitteleuropa



Gegenüberstellung Prognose/Messung

Juni 1968 $f_x F_2$ DDR



Vorschau für September 1968 Sendeleistung: 100 W Mindestfeldstärke: 10 µV/m Entfernung 0···600 km
A = sicherer Verkehr B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN

Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig

102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon: Orts- und Fernverkehr 42 00 19, Fernschr.: 011 2228 techn dd, Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio fernsehen elektronik

Verantwortlicher Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer

Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik

Alleinige Anzeigenannahme:

DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Zweigstellen. Anzeigenpreisliste Nr. 3

Druck:
Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 M

Redaktionsbeirat:

Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl-Ing. K. Schlenzig, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag

Deutsche Bundesrepublik und Westberlin: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shteterore e Tregetimit te Librit, Tirana, Rruga Konference e Pezes

Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris

Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)

Volksrepublik Polen: PKWZ Ruch, Warszawa, Wronia 23

S. R. Rumänien: Directa Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C.F.R. Bukarest

ČSSR: ARTIA-Zeitschriftenimport, Ve smečkách 30, Praha 2; Poštová novinová služba, dovoz, Leningradská ul. 14, Bratislava

UdSSR: Die städtischen Abteilungen von „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen

Ungarische Volksrepublik: Posta Központi Hirlapiroda Budapest V, József Nador ter. 1

Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

rfe-Nachrichten

▼ **Eine neuartige Plasmastrahlschneideanlage** hat das Institut für Elektroschweißen der Ukrainischen Akademie der Wissenschaften entwickelt. Die Anlage benötigt weder Argon noch andere kostspielige Edelgase.

▼ **Eine Ausgangsleistung von 2 W** bei einem Spitzenimpulsstrom von 30 A hat die GaAs-Laserdiode TA 2628 der RCA. Die Emission erfolgt bei 9050 ± 50 Å.

▼ **Transistoren**, die nur ein Zehntel des Volumens herkömmlicher Ausführungen im TO-18-Gehäuse besitzen, werden von Motorola gebaut. Ihr Durchmesser beträgt 2,03 mm, ihre Höhe nur 1,47 mm. Die Anschlüsse sind radial herausgeführt und bilden die Form eines winzigen „T". Die neuen Transistoren lassen sich gut in gedruckte Schaltungen einlöten. Die ersten lieferbaren Mikro-T sind die komplementären Paare MMT 3903 bis MMT 3906 sowie die Typen MMT 2369 und MMT 918. Es handelt sich um Silizium-Annulartransistoren, die sich als Schalter und Verstärker verwenden lassen.

▼ **Der 625-W-Transistor** der Westinghouse-Halbleiterwerke, USA, für einen zulässigen Kollektorstrom von 250 A hat als Kern eine Siliziumscheibe von 25 mm ∅ und 0,26 mm Dicke. Die hohen Stromwerte konnten durch eine neuartige Emitterform erreicht werden. Dabei wurde die „Länge" des Emitters extrem weit ausgedehnt, um eine möglichst große Fläche für den Stromdurchgang zu bekommen. Eine von Leistungsthyristoren übernommene Druckverkapselung erlaubt eine sichere Wämeabfuhr ohne schädlichen Einfluß auf die Lebensdauer. Die Siliziumscheibe wird mit einer Feder fest an ihren Platz gedrückt.

▼ SGS Fairchild stellt **Leistungstransistoren nach einem neuen Verfahren** her, dessen Grundkonzept auf einer mehrfachen Emitterstruktur des Systems beruht. Anstelle der üblichen Methode, die von einer Sperrschicht mit fingerförmig verzahnter (interdigitated) Emitterstruktur ausgeht, besitzen die neuen Leistungstransistoren 262 diskrete Emitterstellen. Jeder dieser Emitter ist mit einer gemeinsamen Sammelleitung verbunden, die aus einer aufgedampften Chromnickel-Widerstandsschicht besteht. Diese Methode garantiert eine bessere Verteilung des Gesamtstromes auf der Emitterfläche, ergibt weiterhin eine höhere f_T und eine höhere Linearität der Stromverstärkung über einen weiten Strombereich.

▼ **Ein Lichtmodulator** der englischen Firma Mullard wurde in einer optischen Nachrichtenverbindung eingesetzt. Der Infrarotmodulator nutzt dabei den Faradayeffekt in einem Yttrium-Eisen-Granat-Kristall aus, wobei durch ein angelegtes Magnetfeld die Polarisationsebene des Lichtes gedreht wird. Der Modulator arbeitet mit Modulationsfrequenzen bis zu 100 kHz und besteht aus einem Kristall mit dem Durchmesser von 5 mm und mit einer Dicke von 2 mm. Der Kristall ist von einer Spule umgeben. Der Lichtstrahl wird durch ein Polarisationsfilter auf den Kristall gerichtet. Ein Strom durch die Spule moduliert auf Grund des Faradayeffektes den Lichtstrahl in seiner Polarisationsebene. Diese Polarisationsmodulation wird beim Durchgang durch ein weiteres Filter in eine Intensitätsmodulation umgewandelt. Als Empfänger dient eine Fotozelle.

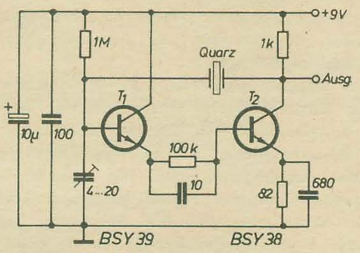
▼ **Infrarotstrahlen als Montagehilfe** sind für die Herstellung von integrierten Schaltungen sehr nützlich. Das Substrat einer integrierten (Groß-)Schaltung wird dabei einschließlich aufgesetzter Einzelchips mit Hilfe einer Infrarotquelle durchleuchtet, so daß die Position der Einzelchips sichtbar wird. Für den Beobachter ergibt sich bei Betrachtung durch eine entsprechende Optik ein 60···100fach vergrößertes Bild. Nach dem Bild können die Chips in die richtige Lage bewegt werden. Die Befestigung erfolgt halbautomatisch mit Ultraschall. Die Bewegung der Chips geschieht mit Hilfe elektromagnetisch gesteuerter Saugnadeln.

Funktion – Form – Qualität

Unter diesem Titel zeigt das Zentralinstitut für Gestaltung in Verbindung mit dem Ministerium für Kultur nach großem Erfolg 1967 in Warschau vom 23. September bis 8. Oktober 1968 eine Ausstellung über Gestaltung in Sofia.
Die Ausstellung demonstriert, wie sich der Gebrauchs- und Kulturwert industrieller Produkte durch gute Gestaltung erhöhen läßt. Am Beispiel der HELI-Bausteinserie 66 (Gestalter: Claus Dietel, Karl-Marx-Stadt, Lutz Rudolph, Zentralinstitut für Gestaltung, Berlin; Hersteller: Gerätebau Hempel KG, Limbach-Oberfrohna) werden die engen Beziehungen zwischen Gestaltung und Baukastensystemen mit ihren Vorteilen für die Fertigung und die daraus resultierende organische Einordnung in die Wohnatmosphäre gezeigt.

Quarzoszillator für breiten Einsatzfrequenzbereich

Dieser Oszillator [s. Bild aus „Electronic Design" 16 (1968), H. 4, S. 128] ist im Frequenzbereich 1···20 MHz einsetzbar. Der Quarz arbeitet in Parallelresonanz in einer Pierceschaltung mit Emitterfolger. Mit dem Trimmer läßt sich die Frequenz leicht variieren. Für hohe Frequenzkonstanz sollte die Speisespannung stabilisiert werden.



Einfachere Farbbildröhre?

In den heutigen Farbbildröhren wird das farbige Bild durch drei ineinander verschachtelte Leuchtstoffraster erzeugt. Die Herstellung dieser Röhren mit z. B. 1,5 Millionen Leuchtstoffpunkten ist kostspielig. Eine Farbbildröhre mit einer homogenen Leuchtstoffschicht und einem Strahlsystem wäre viel einfacher herzustellen. Sie erfordert aber einen Leuchtstoff, der je nach den Anregungsbedingungen in allen Farben leuchten kann. Ein erster Schritt hierzu ist in den Labors der amerikanischen Weltraumbehörde NASA geglückt, wo man einen Leuchtstoff herstellte, der Licht emittiert, dessen Farbe sich entsprechend der Energie der anregenden Elektronen von einem tiefen Rotbraun bis zu einem blassen Gelbgrün ändern kann.

Sowjetische Elektronikausstellung in Berlin

Die Allunionsvereinigung „Maschpriborintorg", Moskau, veranstaltete vom 23. Juli bis 1. August in der Deutschen Staatsbibliothek in Berlin eine Ausstellung „Funk Fernsehen Elektronik", die einen Einblick in ihr Exportprogramm 1968/69 gab.
Erstmalig wurde in der DDR der sowjetische Farbfernsehempfänger „Rubin 401" mit einer 59-cm-Dreistrahl-Maskenröhre gezeigt, über den wir in unserem Heft 22 (1967), S. 683, bereits ausführlich berichteten. Die Schwarzweiß-Fernsehempfänger wurden als Tisch-, Stand- oder tragbares Gerät vorgestellt. Aus der Vielzahl der

Transistorrundfunkempfänger unterschiedlicher Abmessungen und Ausgangsleistungen ragten zwei Typen hervor: der in den Abmessungen größte Empfänger im Angebot „Riga 103" mit den Wellenbereichen UKW, 3× KW, MW, LW und der nur 43 mm × 30 mm × 7,5 mm große in Hybridtechnik gefertigte „Mikro" (s. Bild), der im Lang- und Mittelwellenbereich arbeitet und eine Masse von 27 g hat.
Weiterhin waren Bauelemente, Meßgeräte, Funksprechgeräte u. a. ausgestellt.

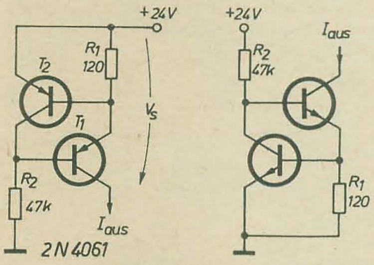
Statistik der Rundfunk- und Fernsehteilnehmer in der DDR

Stand vom 30. Juni 1968

Bezirksdirektion der Deutschen Post	Rundfunkteilnehmer insgesamt	davon Fernsehteilnehmer
Rostock	272 542	191 564
Schwerin	188 580	136 193
Neubrandenburg	187 900	135 193
Potsdam	376 626	285 395
Frankfurt/Oder	222 885	161 812
Cottbus	274 708	186 656
Magdeburg	440 486	339 969
Halle	657 705	472 346
Erfurt	409 528	303 798
Gera	250 127	171 190
Suhl	167 215	122 234
Dresden	688 858	408 744
Leipzig	562 150	364 340
Karl-Marx-Stadt	776 189	487 652
Berlin	446 659	318 115
	5 922 158	4 085 201
	(— 3 737)	(+ 44 031)

Einfacher Konstantstromgenerator

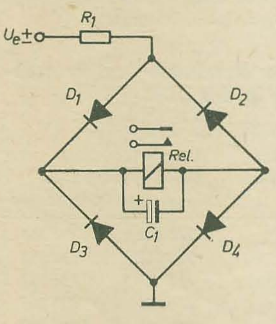
Zur Stromspeisung von Zenerdioden werden oft Konstantstromquellen eingesetzt, die entweder einen Strom positiver oder auch negativer Richtung liefern. In unserem Bild, das wir der Zeitschrift „Electronic Design" 16 (1968), H. 3, S. 134, entnahmen, sind zwei Schaltungen für unterschiedliche Stromflußrichtung angegeben. T_1 wird über eine den Basisstrom regelnde Leitung mit T_2 verbunden. Sein Emitterstrom ist konstant, der Emitterstrom-Spannungsabfall über R_1 wird mit der quasikonstanten Spannung U_{BE} von T_2 verglichen. Der Kollektorstrom von T_1 ist bei einer hohen Stromverstärkung gleich dem Emitterstrom. Der geregelte Ausgangsstrom beträgt $I_{aus} = 0{,}6/R_1$. Die Spannung über T_1 kann bis 1 V herabgesetzt werden, der Strom durch R_2 muß im Minimum $0{,}1 \cdot I_{aus}$ betragen und ist angenähert: $I_2 = (U_b - 1{,}2)/R_2$. Die Daten der



Schaltung lauten (Meßwerte): $I_{aus} = 4{,}85$ mA, Temperaturkoeffizient von $I_{aus} = 0{,}3\,\%/°C$, Regelfaktor 25, $\Delta I_{aus}/I_{aus} = 4 \cdot 10^{-3}$. Die Schaltung wurde bei einem Zenerstabilisator angewandt, dessen Speisespannung nur 1 V größer als die Zenerspannung war. Ohne Einsatz dieser Konstantstromquelle hätte diese geringe Spannungsdifferenz nicht für ausreichende Stabilisierung genügt. Im rechten Teilbild wird durch Wahl von Transistoren entgegengesetzten Leitfähigkeitstyps die gleiche Wirkung für umgekehrte Stromflußrichtung erzielt.

Wechselstrom-Verzögerungsrelais

Während bei Gleichstrom die RC-Anzugsverzögerung von elektromagnetischen Relais anwendbar ist, benötigt man bei Wechselstrom meist kompliziertere Schaltungen. Unser Bild aus „Electronic Communicator" 2 (1967), H. 6, S. 7, zeigt ein einfaches Ver-



zögerungsrelais für Wechselstrom. R_1 und C_1 dienen als RC-Verzögerungsglied, während die vier Dioden entsprechend die Wechselstromhalbwellen umpolen.

Die Anzugszeit des Relais wird:

$$t = \frac{R_1 R_w}{R_1 + R_w} C_1 \cdot \ln\left[1 - \frac{|U_{anz}|\,(R_1 + R_w)}{|U_e|\,R_w}\right]$$

U_{anz} ist die Anzugsspannung des Relais, U_e die Betriebsspannung und R_w der Gleichstromwiderstand der Relaiswicklung. Für eine Anzugsverzögerung eines Relais mit $R_w = 10\,k\Omega$ und $U_{anz} = 6$ V sowie einer Eingangsspannung von 10 V sind folgende Werte für das RC-Glied erforderlich:

$$R_1 = 4{,}3\,k\Omega \quad \text{und} \quad C_1 = 1500\,\mu F$$

Der Spannungsabfall über die Dioden D_1 bis D_4 muß von der Eingangsspannung abgezogen werden. Dies verlängert die Verzögerung, verglichen mit idealen Dioden.

Ferngesteuertes Teleskop

Ein ferngesteuertes Teleskop (Spiegeldurchmesser 127 cm) arbeitet am Kitt Peak National Observatory, Tucson, Ariz. (USA). Das auf dem Kitt Peak aufgestellte Fernrohr wird von einem Computer im etwa 90 km entfernten Tucson gesteuert. In jeder Sekunde werden ein 512 Bits umfassendes Kommandowort zum Teleskop und 1024 Bits als Kontroll- und Meßwertinformation dem Rechner über eine Telefonleitung übermittelt.

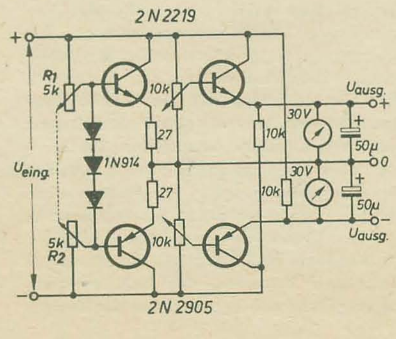
Jeden Abend liest der Rechenautomat Koordinaten von Sternen ein, deren lichtelektrische Helligkeiten in drei Farben ermittelt werden sollen. Der Rechner prüft, ob der Stern in einer geeigneten Beobachtungsposition steht und befragt dann eine automatische Wetterstation über Niederschlag, Luftfeuchtigkeit, Windgeschwindigkeit und Dämmerung. Ein Wolkendetektor soll eventuell noch aufgestellt werden. Bei geeigneten Beobachtungsbedingungen wird nach der entsprechenden Kuppeleinstellung das Teleskop auf den Stern gerichtet und mit einem Nachführgerät mit einer Genauigkeit von einer Bogensekunde geleitet. Dann beginnen die lichtelektrischen Messungen. Der gesamte Einstellprozeß dauert etwa eine Minute.

Zur Zeit werden in verschiedenen Ländern mehrere ferngesteuerte Teleskope konstruiert, darunter drei in der Sowjetunion.

Netzgerät für zwei getrennt regelbare Ausgangsspannungen aus einer Eingangsspannung

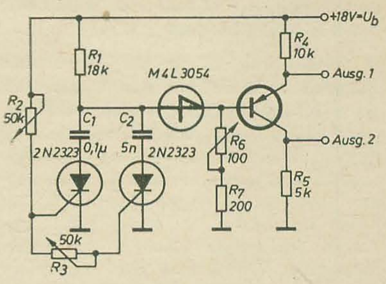
Zur Schaltungserprobung, aber auch für eine elektrische Spielzeugeisenbahn, benötigt man oft ein regelbares Niederspannungsnetzgerät, dessen Ausgangsspannung z. B. von +16 V über Null nach −16 V regelbar sein sollte. Meist steht jedoch nur ein Netzteil mit einer erdfrei in einer Richtung regelbaren Spannung zur Verfügung. Diesem kann man nun die folgende Schaltung aus „Electronic Design" 15 (1967), H. 9, S. 242, nachschalten, die aus zwei Paar Emitterfolgern besteht.

Das Doppelpotentiometer $R_1 - R_2$ gestattet die Einstellung der Grenzwerte der Ausgangsspannung. Die beiden Potentiometer 10 kΩ ermöglichen die einzelne Regelung jeder Ausgangsspannung. Mit den angegebenen Transistoren sind Ausgangsströme bis 50 mA möglich. Die Schaltung hat keine eigene Regelwirkung; es ist daher zweckmäßig, die Eingangsspannung U_{eing} zu stabilisieren.



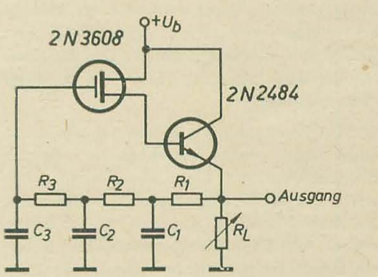
Einfacher Impulsgenerator mit Thyristoren und Vierschichtdiode

Die Schaltung aus „Electronic Design" 15 (1967), H. 9, S. 242, gestattet die Erzeugung von Einzelimpulsen und Impulsgruppen. R_1 und C_1, C_2 sind Zeitkonstantenglieder, die durch Aufsteuern der Thyristoren an Masse gelegt werden. Mit R_2 und R_3 werden die Gateschwellwerte eingestellt, durch Regeln von R_3 wird der Erzeugungsmodus für die Impulse verändert (Einfach-, Zweifach- und Dreifachimpulse). R_6 gestattet das Einstellen der Impulsbreite durch Änderung der Entladezeit des gewählten RC-Gliedes. R_7 dient als Strombegrenzung für die Vierschichtdiode, der Transistor als Pufferstufe und als Phasendreher. Die Ausgangsimpulsamplitude beträgt 5 V, die Vorderflankendauer 200 ns. Die Folgefrequenz der erzeugten Impulse kann 400···15000 Hz betragen.



Phasenschieberoszillator mit MOSFET

Benutzt man einen mehrgliedrigen RC-Tiefpaß als Phasenschieber in einem RC-Oszillator, so sind ideale Bedingungen dann vorhanden, wenn der Phasenschieber niederohmig angesteuert und hochohmig abgeschlossen wird. Die folgende Schaltung aus „Electronic Design" 15 (1967), H. 9, S. 241, erfüllt diese Forderungen, indem ein MOSFET mit einem bipolaren Transistor gekoppelt wird, so daß der MOSFET mit



seinem hochohmigen Eingang am Ausgang der dreigliedrigen RC-Kette liegt und der npn-Transistor als Emitterfolger an ihrem Eingang. Durch Verwendung eines MOSFETs kann man auch große Widerstandswerte in der RC-Kette benutzen und damit eine niedrige Frequenz mit kleinen C-Werten erzeugen. Durch Verändern des Lastwiderstands R_L kann die Schleifenverstärkung eingestellt werden; eine obere Grenze für die Summe der drei Widerstände $R_1 \cdots R_3$ ist durch den Gatefehlstrom des MOSFETs gegeben. Für drei gleiche RC-Glieder wird die erzeugte Frequenz

$$f_o = 1 / (2\pi\sqrt{6}\,R\,C)$$

Wenn $R_3 > R_2 > R_1$ und $C_1 > C_2 > C_3$ sowie $R_1C_1 = R_2C_2 = R_3C_3$ ist, ergibt sich eine Schwingfrequenz von

$$f_o = \sqrt{3} / (2\pi R C)$$

radio fernsehen elektronik

VEB VERLAG TECHNIK, BERLIN · TRÄGER DES ORDENS BANNER DER ARBEIT · 17. JAHRGANG · 2. AUGUSTHEFT 16 · 68

Entwicklungstendenzen und Schlußfolgerungen auf dem Gebiet der Fernsehempfangspraxis

Dr. H. ERLER

Betrachtet man das gegenwärtige Marktangebot an Fernsehgeräten, so stellt man bezüglich der äußeren Gestaltung zwei grundlegende Tendenzen fest. In den USA z. B. ist ein Fernsehgerät neben seinem eigentlichen Verwendungszweck hauptsächlich dazu bestimmt, in ein Möbelstück, eine Wandnische o. ä. eingebaut zu werden, in Europa hingegen ist es hauptsächlich als eine Ergänzung des Mobiliars zu betrachten. Dementsprechend ist auch die Formgebung und die äußere Gestaltung. In den USA erweckt die Gestaltung häufig den Anschein, als handele es sich bei Fernsehempfängern um modern gestaltete Meßgeräte, in Europa werden sie nach Möglichkeit zum Mobiliar passend produziert und gekauft.

Eine analoge Diskrepanz zeichnet sich beim Bildröhrenformat ab. In den USA werden in Abstufungen von etwa 1 Zoll vorwiegend Bildröhrenformate mit Diagonalen zwischen 11 und 28 Zoll gefertigt, das Bild-Seiten-Verhältnis ist dabei größtenteils 5:4. Auf dem europäischen Kontinent werden meist Bildformate von 47 und 59 cm mit einem Bild-Seiten-Verhältnis von ebenfalls 5:4 verwendet. Selbstverständlich wurden in der Vergangenheit auf beiden Kontinenten auch Geräte mit kleineren Bildröhrendiagonalen produziert. Es hat sich jedoch bei als Kofferfernsehempfänger deklarierten Varianten gezeigt, daß für diese Geräte der Umsatz wesentlich hinter den Erwartungen zurückblieb. Auch bei sogenannten Zweitgeräten, transportable Empfänger werden meistens so bezeichnet, tendiert die Bildröhre nach Diagonalen von 47 cm. Bezüglich der Bildröhrengrößen zeichnen sich gegenwärtig auf dem europäischen Kontinent Tendenzen einer Normierung ab. Bildröhrenformate mit Diagonalen von 50 und 56 cm mit einem Bild-Seiten-Verhältnis von 4:3 dürften in naher Zukunft als „Europaform" zu erwarten sein.

Sehr wesentlich wird die äußere Gestaltung auch noch durch die Art der verwendeten Tuner bestimmt. Es ist überflüssig zu erwähnen, daß diese fast überall Transistoren als aktive Elemente enthalten. Interessant ist jedoch, daß in England vorwiegend Si-Transistoren eingesetzt werden, in Frankreich sich die Verwendung von Feldeffekttransistoren abzeichnet und der Drehkondensator als Abstimmittel beibehalten wird. Ähnliches gilt auch für die nordischen Länder. In Mitteleuropa hingegen werden auch noch in modernen Geräten mit Ge-Transistoren bestückte Tuner angeboten. Als Abstimmittel werden aber überwiegend Kapazitätsvariationsdioden und zum Umschalten der Empfangsbereiche Schaltdioden benutzt. Derartige Tuner werden vorwiegend als Allbereich- oder Kombinationstuner ausgeführt und können gelöst vom eigentlichen Bedienelement an den funktionell und thermisch günstigsten Stellen in den Geräten angeordnet werden. Als Bedienelemente für die Tuner kommen hauptsächlich sogenannte Drucktastenaggregate zum Einsatz. Diese weisen je nach Ausführung fünf bis zehn Speicherkanäle auf, die bestimmten Empfangsbändern zugeordnet sein können. Es gibt allerdings auch Aggregate, bei denen wahlweise jeder Speicherkanal jedem Empfangsband zugeordnet werden kann.

Hinsichtlich der äußeren Gestaltung ist eine Prognose schwer, da diese sowohl vom Geschmack des Kunden als auch vom zukünftigen Angebot der Möbelindustrie und von Entwicklungen der Bildwiedergabe abhängig ist. Eines ist jedoch erkennbar: Viele der neu auf dem Markt erscheinenden Varianten weisen Frontlautsprecher auf.

Wendet man sich dem Inneren der gegenwärtig angebotenen Fernsehempfänger zu, so kann man sagen, daß bei fast allen Geräten ein gleiches technisches Niveau vorhanden ist und sich nur die Ausführungsformen voneinander unterscheiden. Es gibt sowohl Chassisaufbauten mit nur einer Platine als auch solche, die sich aus mehreren Platinen zusammensetzen. Bei der letztgenannten Aufbauweise wendet man sich verschiedentlich schon der Steckbauweise zu [1].

Das nur aus einer einzigen Platine bestehende Chassis bietet wahrscheinlich technologische Vorteile, weil alle darauf befindlichen Bauelemente in einem einzigen Arbeitsgang mit der Platine durch Tauchlötung verbunden werden können. Dem steht jedoch der Nachteil gegenüber, daß bei einer notwendig werdenden Änderung, z. B. beim Ersatz veralteter Bauelemente durch modernere, die gesamte Platine geändert werden muß. Dies ist bei einem aus mehreren Platinen zusammengefügten Chassis nicht der Fall, es muß jeweils nur die entsprechende Platine geändert werden. International gesehen sind Anzeichen dafür vorhanden, das Chassis aus mehreren Platinen zusammenzusetzen, diese aber aus einer einzigen großen Platine durch Trennen derselben nach einem einzigen Tauchlötvorgang zu gewinnen. Ob sich dieses Verfahren durchsetzen wird, muß abgewartet werden, erscheint jedoch in Anbetracht der Fortschritte auf dem Gebiet der Mikroelektronik auch fraglich.

Die Fortschritte der Mikroelektronik sind es auch, die zu schaltungstechnisch neuen Konzeptionen führen werden. Wie diese

Literatur

[1] Marcus entwickelt für Singer. radio mentor 33 (1967), H. 9, S. 640 und 641
[2] Bauelemente von heute – Geräte von morgen. Nachrichtentechnik 17 (1967), H. 11, U 81
[3] Bergmann, H.: Lineare integrierte Schaltungen. radio und fernsehen 16 (1967), H. 16, S. 490 und 491
[4] Vidovic, N., und Laue, R.: Eine integrierte Schaltung als Ton-ZF-Verstärker. Funkschau 39 (1967), H. 22, S. 693–695
[5] Berichte von der Messe Hannover. Funkschau 39 (1967), H. 12, S. 355–357
[6] Hibler, R.: Anwendung integrierter Halbleiterschaltkreise in der Unterhaltungselektronik. Funktechnik 22 (1967), H. 15, S. 554–556
[7] Bericht von der Hannover-Messe 1967. Funktechnik 22 (1967), H. 11, S. 390–395
[8] Gensel, J.: Ersatz von Induktivitäten durch Halbleiterschaltungen. Nachrichtentechnik 17 (1967), H. 8, S. 289–293
[9] US-Patent Nr. 849 070
[10] Bendisch, D.: Integrierte Schaltung als Amplitudensieb. Funkschau 39 (1967), H. 9, S. 273 und 274
[11] Die „electronica 66" in München. radio und fernsehen 16 (1967), H. 1, S. 4–7
[12] Klein, W., u. Brauns, H.: Allbereichtuner mit Diodenabstimmung und elektronischer Einknopf-Programmwähler Monomat SE. Funktechnik 22 (1967), H. 6, S. 171 und 172
[13] Dietrich, O., u. Löwel, F.: Elektronisch abstimm- und umschaltbare Fernsehtuner mit den Dioden Ba 141, Ba 142 und Ba 143. Funktechnik 22 (1967), H. 7, S. 209–211
[14] Fernsehtuner mit Diodenumschaltung für Fernabstimmung. radio mentor 33 (1967), H. 10, S. 790 und 791
[15] Allbereich-Tuner mit Potentiometer-Trommel. radio mentor 33 (1967), H. 3, S. 146, 147 und 149
[16] Stäbler, E.: Ein Allbereich-Kanalwähler in gedruckter Schaltung. Funkschau 39 (1967), H. 3, S. 65–68
[17] Bosse, R., u. Bachnik, W.: Vollelektronischer Mehrbereichtuner EMT 500 in gedruckter Schaltung. Funktechnik 22 (1967), H. 17, S. 635–638
[18] Oetke, G.: Ein steckbarer Allbereichtuner mit elektronischer Bereichumschaltung. Funkschau 39 (1967), H. 9, S. 259–261
[19] rfe-Nachrichten. radio fernsehen elektronik 17 (1968), H. 5, S. 131
[20] US-Patent Nr. 3 179 846
[21] Nachrichten und Kurzberichte. radio und fernsehen 16 (1967), H. 7, S. 193
[22] Nachrichten und Kurzberichte. radio und fernsehen 16 (1967), H. 18, S. 545
[23] Leslie, E.: Stereo sound for tv – a report. Radio Electronics N. Y. 37 (1966), H. 11, S. 61, 66 und 67

Konzeptionen aussehen, kann heute noch nicht angedeutet werden. Die mit mikroelektronischen Schaltungen gewonnenen Erkenntnisse können genausogut zu neuen Zwischenfrequenzen wie auch zur digitalen Verarbeitung analog empfangener und in einen digitalen Modus umgesetzter Signale führen.

Zum Einsatz kommen kann die Mikroelektronik zunächst nur in Baugruppen und -stufen, die bereits mit Transistoren bestückt betrieben werden. Dabei wird der Übergang dort am einfachsten sein, wo schon Si-Transistoren verwendet werden.

Es sollen in diesem Beitrag weder die Schaltungskonzeptionen von Fernsehempfängern noch die Vorzüge erwähnt werden, die der Einsatz mikroelektronischer Baugruppen mit sich bringt. Bemerkenswert ist aber die mit diesen zu erreichende Energieeinsparung. Gegenwärtig haben die Fernsehgeräte eine Leistungsaufnahme von etwa 180 W. Bei einer Betriebszeit von täglich 3 Stunden werden z. B. bei etwa 4 Millionen Fernsehteilnehmern in der DDR je Jahr etwa 0,8 Milliarden kWh benötigt. Durch den Einsatz mikroelektronischer Baugruppen kann dieser Bedarf wesentlich verringert werden. Mikroelektronische Baugruppen auch in Geräten der Konsumgüterindustrie einzusetzen, ist also nicht nur ein Anliegen der dafür zuständigen Entwicklungskräfte, sondern wird in absehbarer Zeit aus diesem und anderen Gründen eine volkswirtschaftliche Notwendigkeit.

Langsam beginnen sich auch die im Zusammenhang mit dem Einsatz der Mikroelektronik stehenden Mutmaßungen zu klären. Wenn auch nicht vollkommen, so ist die Frage „Dünnfilm-Hybridtechnik oder Halbleiterblocktechnik?" bis zu einem gewissen Grad geklärt. Es gibt heutzutage schon viele Beispiele der Verwendung von Halbleiterblockbausteinen in Fernsehgeräten, aber nur vereinzelten Einsatz von Dünn- oder Dickfilm-Hybridschaltungen. Nach [2] haben maßgefertigte Dünnfilmschaltungen gegenwärtig keine Chancen, mit zu Halbleiterblockbausteinen vergleichbaren Kosten hergestellt zu werden. Unabhängig von dieser Meinung kann jedoch ausgesagt werden, daß nur die Technik im Fernsehgerät zum Einsatz kommen kann, welche die technischen und ökonomischen Forderungen erfüllt. Es ist anzunehmen, daß maßgefertigte Dünnfilm-Hybridschaltungen die ökonomischen Erwartungen erfüllen werden, wenn von den Herstellern entsprechende Stückzahlen gefertigt werden können, deren Zahlenwerte jedoch je nach Hersteller zwischen 400 und 200 000 Stück schwanken.

Gegenwärtig sind einige Fälle bekannt [3] [4] [5] [6] [7], in denen im Tonkanal von Fernsehempfängern Halbleiterblockschaltungen eingesetzt wurden. Es handelt sich dabei in der Hauptsache um die Halbleiterblockbausteine CA 3012 und CA 3013 von RCA. Im Bild-ZF-Verstärker wird ein Einsatz von Halbleiterblockbausteinen dann zu erwarten sein, wenn die Frage nach den zu verwendenden Selektionsmitteln geklärt ist. Gegenwärtig wird der Einsatz von Induktivitäten durch abstimmbare Halbleiter-RC-Schaltungen [8] und durch piezoelektrische Schaltungselemente [9] untersucht. Weiterhin sind auch Einsatzfälle von integrierten Schaltungen in Amplitudensieben bekannt [10]. Hier wird der Halbleiterblockbaustein TAA 293 von Valvo bevorzugt eingesetzt. Auch für höhere Frequenzen werden schon entsprechende Halbleiterblockbausteine entwickelt. Erwähnt sei hierfür als Beispiel der VHF-Breitband-Kaskodeverstärker mit 32 dB Verstärkung bei 100 MHz und einem Rauschfaktor von 6 dB von Marconi microelectronics, Witham [11]. Von Bedeutung sind auch die immer zahlreicher bekannt werdenden Entwicklungen auf dem Tunersektor. Als vor etwa drei Jahren die ersten Kapazitätsvariationsdioden auf dem Markt erschienen, waren für niemand die sich daraus ergebenden Konsequenzen abzusehen. Heute jedoch werden eine Vielzahl von entsprechenden Entwicklungen angeboten. Die modernsten Tuner bedienen sich sowohl einer elektronischen Abstimmung als auch einer elektronischen Bereichumschaltung mit Hilfe von Kapazitätsvariations-, Schaltdioden und geeigneter Potentiometer-Drucktastenaggregate. Sie sind entweder als Allbereich- oder als Kombinationstuner ausgeführt [12] [13] [14] [15]. Am modernsten auf diesem Gebiet sind Allbereich-Kanalwähler in gedruckter Technik [16] [17] und als Steckmodule ausgeführte Allbereichtuner [18].

Durch die Kapazitätsvariationsdioden und die Schaltdioden werden die Drehkondensatoren und entsprechende HF-Schalter ersetzt, für deren Herstellung eine gewisse mechanische Präzision erforderlich ist. Mechanische Funktionen werden also mehr und mehr durch elektronische ersetzt. Außerdem bieten elektronische Abstimm- und Umschaltmöglichkeiten auch beim Tunerbau die Möglichkeit, modernere Fertigungstechnologien einzusetzen.

Interessant sind auch die Forschungsarbeiten, die dem Ersatz der konventionellen Bildröhre durch andere Bildwiedergabemöglichkeiten gewidmet sind. Hier sind als Besonderheiten die keilförmige 6 Zoll dicke Flachbildröhre von Toshiba [19] und die Kaltkatoden-Flachbildröhre [20] zu erwähnen. Bei der keilförmigen Flachbildröhre ist das Elektronenstrahlsystem nicht mehr hinter dem Bildschirm angebracht, sondern seitlich davon, wodurch die erforderliche Ablenkleistung entsprechend verringert wurde. Bei der Kaltkatoden-Flachbildröhre bedient man sich der Gasentladung zwischen sich kreuzenden Leitern mit Potentialgefällen. Die Leiter selbst werden dabei von Elektronenstrahlsystemen angesteuert, deren Elektronenstrahlen nur noch in einer Ebene abgelenkt zu werden brauchen. Das Kaltkatoden-Flachbildröhrensystem soll nach Meinung der Erfinder auch für farbige Bildinformationen verwendbar sein.

Andere Arbeiten in dieser Hinsicht gelten dem Einsatz geeigneter Kristalle, die in entsprechender Vielzahl zusammengesetzt als Bildscheiben verwendet werden. In England wurde eine aus 70 000 Granatkristallen bestehende Bildscheibe vorgestellt [21]. Über die Art der Ansteuerung der einzelnen Kristalle ist jedoch bis jetzt nichts bekannt geworden. Ob derartige Konstruktionen jemals die ökonomischen Erwartungen erfüllen werden, ist fraglich, da bei der 625-Zeilennorm, bezogen auf eine Bildscheibe mit einer Diagonalen von 47 cm, mindestens 500 000 Kristalle erforderlich sind, um annähernd das gleiche horizontale Auflösungsvermögen wie bei Lochmaskenbildröhren zu erreichen.

Vollständig in integrierter Schaltungstechnik ausgeführte Fernsehempfänger sind technisch möglich [22]. Geräte dieser Art werden jedoch vorerst nicht auf dem Markt zu erwarten sein. Eine von der japanischen Firma Sony entwickelte Empfängervariante besitzt eine 1-Zoll-Bildröhre mit 30° Ablenkung. Diskrete Halbleiter werden nur noch im Tuner und in der Zeilenendstufe verwendet.

Weitere Entwicklungsarbeiten gelten dem stereofonen Ton beim Fernsehen [23]. Alle bisher in dieser Hinsicht vorgeschlagenen Systeme weisen aber irgendwelche Begrenzungen auf, entweder bei der NF-Bandbreite, bei der Trennschärfe oder bei anderen Faktoren, da dem Ton im TV-Signal ein viel engeres Spektrum zugemessen werden muß. Die vorliegenden Vorschläge weisen alle auf das Brummproblem hin, das durch die nichtlineare Charakteristik des Videoträgers verursacht wird, d. h., weil das Tonsignal auf der Neigung der Gesamtfrequenzkurve des Empfängers sitzt. Um das Brummen zu verringern oder zu eliminieren, würde eine zusätzliche Stufe zur gesonderten Zwischenfrequenzverstärkung mit einer Bandbreite erforderlich, die groß genug ist, den Video-Zwischenfrequenzträger auf den ebenen Teil der gesamten ZF-Charakteristik aufzunehmen.

Eine häufig erörterte Frage ist auch die der Volltransistorisierung. Abgesehen von einigen Kofferfernsehempfängern gibt es nur sehr wenige volltransistorisierte Geräte. Demzufolge dürften in absehbarer Zeit auch keine Fernsehempfänger zu erwarten sein, die durchweg mit Halbleiterblockbausteinen oder Dünnfilm-Hybridschaltungen aufgebaut sind. Die Einsatzgrenze von Transistoren und damit auch von Halbleiterblockschaltungen dürfte etwa bei 2···3 W Leistungsaufnahme des entsprechenden Elementes liegen. Sollten aber Bildwiedergabemöglichkeiten zum Einsatz kommen, die keiner so großen Ablenkleistung bedürfen wie gegenwärtig die Bildröhre, dann ist mit einer Volltransistorisierung zu rechnen.

Angesichts dieser Tatsachen muß bei Fernsehgeräten prognostisch mit mehreren Entwicklungsetappen gerechnet werden. Als Folge einer ersten Entwicklungsetappe dürften in nicht allzu ferner Zukunft nur noch Fernsehgeräte auf dem Markt gehandelt werden, deren Tuner elektronisch abgestimmt und umgeschaltet werden. In Bild- und Tonkanälen dieser Geräte werden mit zunehmender Häufigkeit integrierte Schaltungen eingebaut werden. Gelegentlich wird man davon auch im Amplitudensieb oder in anderen Kleinleistungsstufen Gebrauch machen. Das Fernsehgerät wird im wesentlichen seine äußere Form beibehalten und teiltransistorisiert bzw. -integriert sein.

Westdeutsche Elektroindustrie zurück ins 19. Jahrhundert?

Die Westberliner Fachzeitschrift „Funktechnik" hat sich vom Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie (ZVEI) einen bösen Bären aufbinden lassen. In ihrem Leitartikel im Heft 8 (1968) läßt sie folgendes behaupten:

„Gewandelt hat sich auch die Struktur der Elektroindustrie. Während vor dem ersten Weltkrieg der Beschäftigungsanteil der großen Firmen AEG, BBC und Siemens bei 75 Prozent lag, ist dieser Anteil heute nur noch 35 Prozent. Diese Relation zeigt, daß sich im Verlauf der Jahrzehnte die kleinen und mittleren Firmen durch das Aufkommen der Gebrauchsgüterzweige wesentlich erweitert haben und in nächsthöhere Größenordnungen hineingewachsen sind. Man kann also in der (west-)deutschen Elektroindustrie durchaus von einem gesunden, weil sehr breiten Wachstum sprechen." [1]

Also Entmonopolisierung der Elektroindustrie, Schrumpfen der großen Elektrokonzerne, zurück zu einer Wirtschaftsstruktur des 19. Jahrhunderts? Tatsächlich sind die in der „Funktechnik" angegebenen Zahlen recht naiv manipuliert. Wer auch nur annähernd mit Ökonomie vertraut ist, weiß, daß zwischen den Bedingungen der deutschen Elektroindustrie vor dem ersten Weltkrieg (1913 etwa 200 000 Beschäftigte) und denen der heutigen westdeutschen Elektroindustrie (1966 über 900 000 Beschäftigte) nur sehr bedingte Vergleichbarkeit gegeben ist. Die vor dem ersten Weltkrieg bestehende internationale Monopolstellung der deutschen Elektrokonzerne auf dem Weltmarkt ist inzwischen weitgehend auf die USA-Monopole übergegangen. Während Siemens und AEG erhebliche Positionsverluste hinnehmen mußten, nicht nur auf dem kapitalistischen Weltmarkt, sondern auch auf dem westdeutschen Markt selbst, konnten eine Anzahl großer ausländischer Elektrokonzerne, darunter IBM, ITT und der niederländische Philips-Konzern, bedeutenden Einfluß auf dem westdeutschen Elektromarkt, nicht zuletzt durch Errichtung eigener Tochtergesellschaften, erlangen. Auf einigen entscheidenden Gebieten spielen die USA-Elektrokonzerne in Westdeutschland eindeutig die führende Rolle, so z. B. auf dem Gebiet der Produktion von Datenverarbeitungsanlagen, bei denen der Anteil der westdeutschen Tochtergesellschaften von IBM und einiger anderer amerikanischer Elektrokonzerne bei über 80 % liegt.

Von einer Dekonzentration kann also überhaupt keine Rede sein. Gerade das Gegenteil ist der Fall. So zeigen die in der Tabelle enthaltenen Angaben, daß im Verlauf von nur fünf Jahren der Anteil der neun größten westdeutschen Elektrokonzerne bzw. der in Westdeutschland ansässigen Tochtergesellschaften ausländischer Elektrokonzerne am Gesamtumsatz der Elektroindustrie von 60,6 % 1961 auf 72,6 % 1966 stieg. Es haben sich also zwar gegenüber der Zeit vor dem ersten Weltkrieg bedeutende Positionsverschiebungen zwischen Siemens und AEG und den ausländischen Elektromonopolen vollzogen, es sind auch einige Neulinge in die Reihe der großen Elektrokonzerne aufgerückt, aber beherrscht wird die Elektroindustrie nach wie vor von mächtigen Monopolgruppen.

Diese zunehmende Konzentration in der westdeutschen Elektroindustrie kommt auch im wachsenden Anteil der Großbetriebe an der Zahl der Beschäftigten zum Ausdruck. Im Jahre 1913 machte der Anteil

Der Anteil der größten Elektrokonzerne am Umsatz und an der Zahl der Beschäftigten in der westdeutschen und Westberliner Elektroindustrie 1961 und 1966

Lfd. Nr.	Elektroindustrie insgesamt und einzelne Konzerne	Umsatz in Mill. DM 1961 Mill. DM	1961 %	1966 Mill. DM	1966 %	Zahl der Beschäftigten 1961 Zahl in 1000	1961 %	1966 Zahl in 1000	1966 %
	Elektroindustrie insgesamt	23 941	100,0	32 340	100,0	905,7	100,0	964,9	100,0
1	Siemens-Konzern	4 779	20,0	7 831	24,2	228,0	25,2	257,0	26,6
2	AEG-Konzern	2 813	11,7	4 861	15,0	126,0	13,9	138,0	14,2
3	Bosch-Konzern	1 900	7,9	3 000	9,3	73,0	8,1	86,0	8,9
4	Allgemeine Deutsche Philips Industrie GmbH, Hamburg (Philips-Konzern, Niederlande)	1 100	4,6	1 600	4,9	26,6	2,9	25,3	2,6
5	IBM Deutschland GmbH, Sindelfingen (IBM-Konzern, USA)	443	1,9	1 440	4,5	7,3	0,8	14,9	1,5
6	Brown, Boveri & Cie AG. Mannheim (BBC-Konzern, Schweiz)	1 006	4,2	1 352	4,2	37,0	4,1	36,9	3,8
7	Grundig-Konzern	1 100	4,6	1 300	4,0	27,5	3,2	28,0	2,9
8	Standard Elektrik Lorenz AG. Stuttgart (ITT-Konzern, USA)	560	2,3	1 088	3,4	38,0	4,2	35,9	3,7
9	Felten & Guilleaume Carlswerk AG, Köln (ARBED-Konzern Luxemburg)	814	3,4	1 009	3,1	24,4	2,7	21,0	2,2
1 ··· 9	zusammen	14 515	60,6	23 481	72,6	587,8	65,1	643,0	66,4

Eine vollkommene Neugestaltung des Fernsehempfängers dürfte erst dann zu erwarten sein, wenn Bildwiedergabemöglichkeiten geschaffen worden sind, die nur relativ geringe oder gar keine Ablenkleistungen mehr benötigen.

Diese zweite Entwicklungsetappe dürfte eng mit einer dritten verbunden sein. Letztere könnte man vielleicht als Etappe der Volltransistorisierung oder Integration bezeichnen. Diese letzten beiden Etappen dürften die Gehäusetiefe auf einige wenige Zentimeter zusammenschrumpfen und aus Tisch- und Standgeräten Wandgeräte entstehen lassen.

Vollkommen neue Systeme sind vorerst nicht zu erwarten, obwohl beim Fernsehen ein stereofoner Ton noch eher als ein dreidimensionales Bild realisiert werden dürfte. Mit letzterem dürfte nach Meinung sowjetischer und amerikanischer Wissenschaftler etwa im Jahre 2000 zu rechnen sein.

Entsprechend dieser Entwicklungsprognose sind auch Änderungen beim Chassisaufbau zu erwarten. Mit zunehmendem Einsatz von mikroelektronischen Baugruppen in Fernsehgeräten wird man u. a. aus Gründen des besseren Service vom heute noch häufig verwendeten Einplatinenchassis zum Mehrplatinenchassis übergehen. Es ist sogar damit zu rechnen, daß einzelne Schaltplatinen als Steckmodule und die Fernsehempfängerchassis in Steckmodulbauweise ausgeführt werden.

Es ist schon heute so, daß bei Geräten mit Bildröhrendiagonalen von 47 cm und größer nicht mehr das Chassis für die Gesamtgröße des Gerätes bestimmend ist, sondern die Bildröhre. In absehbarer Zukunft wird es so sein, daß hauptsächlich die Bildfläche und das verwendete Lautsprechersystem die Gesamtgröße eines Fernsehgerätes beeinflussen werden.

der Betriebe mit weniger als 500 Beschäftigten noch 96,4 % aller Betriebe der Elektroindustrie aus. In ihnen waren 34 % der Beschäftigten dieses Zweiges tätig. Im Jahre 1965 waren in der westdeutschen Elektroindustrie nur noch 18,2 % aller Beschäftigten dieser Branche in Betrieben mit weniger als 500 Beschäftigten tätig, obwohl diese Gruppe der kleinen und mittleren Betriebe noch immer 90,9 % aller Betriebe dieses Zweiges ausmachte. Demgegenüber wuchs der auf die Großbetriebe mit über 1000 Beschäftigten entfallende Anteil an der Zahl der Beschäftigten des Zweiges von 66,1 % im Jahre 1935 auf 75,6 % im Jahre 1966. Diese in der Zusammenballung der Beschäftigten in den Großbetrieben zum Ausdruck kommende Entwicklung drückt jedoch die zunehmende Konzentration der Produktion und des Kapitals auch noch unvollständig aus, zumal sich die Konzentration der Beschäftigten heute auf Grund der wissenschaftlich-technischen Revolution und der damit verbundenen raschen Entwicklung der Arbeitsproduktivität wesentlich langsamer vollzieht als die Konzentration der Produktion und des Kapitals. Es ist außerdem eine bekannte Tatsache, daß ein immer größerer Teil der kleinen und mittleren Unternehmen, z. B. durch ihre Umwandlung in Zulieferanten für die Konzerne, in zunehmende Abhängigkeit von diesen gerät. Diese Zulieferbetriebe treten nur noch sehr bedingt selbständig auf dem Markt auf. Sie produzieren nicht selten nach vorgegebenen Zeichnungen, unter faktischer Kontrolle und oft mit Krediten der Konzerne. So stehen mit dem Siemens-Konzern rund 33 000 und mit dem AEG-Telefunken-Konzern etwa 30 000 Zulieferbetriebe in Verbindung.

In der Statistik erscheint die Produktion der faktisch von den Monopolen abhängigen kleinen und mittleren Zulieferbetriebe als ein Gegengewicht zu den Monopolen, obwohl es sich dem Wesen nach um Teilbetriebe der Monopole handelt. So sind die kleinen und mittleren Firmen also in der Tat „in die nächsthöhere Größenordnung hineingewachsen", nur in einem ganz anderen Sinne, als es in der „Funktechnik" behauptet wird. Sie haben sich zum Großteil in völlig von den Konzernen abhängige Satellitenbetriebe verwandelt und sind heute, vor allem in den strukturbestimmenden Bereichen der Produktion, die eigene Forschungs- und Entwicklungsabteilungen erfordern, weniger denn je in der Lage, den kapitalmäßig und technisch weit überlegenen großen Konzernen gegenüber bestehen zu können.

Wir fassen zusammen: Von einer Strukturveränderung der westdeutschen Elektroindustrie kann nicht die Rede sein. Siemens, AEG und BBC spielen zwar nicht mehr die gleiche Rolle wie 1913, es sind einige andere Konzerne – darunter einige mit starkem ausländischem Kapitalanteil – hinzugekommen, aber dadurch ändert sich nicht die grundlegende Tatsache, daß die westdeutsche Elektroindustrie von einigen wenigen Großkonzernen beherrscht wird. Eine weitere Analyse würde ergeben, daß auch diese Großkonzerne teilweise mit- und untereinander verflochten sind [2]. Die Manipulation des ZVEI war zu primitiv. Es führt kein Weg zurück ins 19. Jahrhundert.

D. Red., nach Unterlagen des Deutschen Wirtschafts-Instituts, Berlin

Literatur

[1] ZVEI, Fünfzig Jahre Zentralverband der Elektrotechnischen Industrie. Funktechnik 23 (1968), H. 8, S. 265

[2] Baumann, G.: Die nationalen und internationalen Konzernverflechtungen der westdeutschen elektronischen Industrie. radio und fernsehen 12 (1963), H. 9, S. 259 und 260 und H. 11, S. 331 und 332

Korrigierter Ablenkspitzenstrom bei der Kenndatenangabe der Empfindlichkeit magnetischer Ablenksysteme

H. J. WELZEL und J. EULER

Mitteilung aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Bei der bisher üblichen Angabe der Ablenkenergie als Kenndatenwert für die Empfindlichkeit der horizontalen Auslenkung von Ablenksystemen der Fernsehempfänger treten gegenüber der dynamischen Anwendung Abweichungen der Toleranzen auf, deren Ursache näher betrachtet wird.
Im folgenden Beitrag wird ein Vorschlag unterbreitet, der eine bessere Übereinstimmung beider Methoden durch Einführung des „korrigierten Ablenkspitzenstroms" bei der statischen Bildbreitenmessung erwarten läßt.

Als Kriterium für die Empfindlichkeit der horizontalen Auslenkung bei einem magnetischen Ablenksystem ist in den Kenndaten die für eine bestimmte Bildbreite benötigte Spitzenenergie eingeführt worden.

Dies ist dadurch begründet, daß die Berechnung einer Zeilenendstufe auf dem Wert der benötigten Spitzenenergie aufbaut, die – unabhängig vom Einsatz – am Ablenksystem als Baueinheit mit Bildröhre bestimmt werden kann.

$$W = \frac{1}{2} L \hat{I}^2_{Abl} \qquad (1)$$

Hierin sind L die Induktivität der horizontalen Ablenkspulen und $\hat{I}_{Abl}$ der benötigte Spitzenstrom für eine bestimmte Bildbreite auf dem Bildschirm. Da die Auslenkung des Elektronenstrahls auch noch von der Anodenspannung der Bildröhre abhängt, bezieht sich die Spitzenenergieangabe auf einen bestimmten Wert dieser Anodenspannung. Vielfach wird deshalb die Angabe der benötigten Spitzenenergie über eine zugeschnittene Größengleichung vorgenommen, die den linearen Zusammenhang zwischen benötigter Spitzenenergie für konstante Bildbreite als Funktion der Anodenspannung U_H der Bildröhre berücksichtigt und so für alle möglichen Anodenspannungen gültig ist. Es gilt

$$\frac{W}{\mu W s} = K_W \frac{U_H}{kV} \qquad (2)$$

K_W ist hierin eine Konstante des jeweiligen Ablenksystems für eine bestimmte Bildbreite, die zweckmäßig so gewählt wird, daß die Spitzenenergie in μW s erhalten wird, wenn U_H in kV eingesetzt wird.

Die Messung selbst erfolgt so, daß entweder eine bestimmte Energie vorgegeben, der nach Gl. (1) berechnete Stromwert in die Horizontalspulen eingespeist und die sich einstellende Bildbreite bestimmt wird, oder umgekehrt der für eine bestimmte Bildbreite benötigte Strom gemessen und die Spitzenenergie berechnet wird.

Die Messung kann aber in jedem Fall un-

abhängig (z. B. von einer Horizontalendstufe eines Fernsehgerätes) erfolgen. Sie wird auf eine Induktivitäts- und Strommessung unter Bezug auf eine bestimmte Bildbreite und Anodenspannung der zugehörigen Bildröhre zurückgeführt und soll deshalb als „statische Bildbreitenmessung" bezeichnet werden. In dieser Form eignet sich die Angabe der benötigten Spitzenenergie im Prinzip auch gut für die Kenndatenangaben eines Ablenksystems, da die Messung auf Größen zurückgeführt wird, deren Bestimmung mit hinreichender Genauigkeit möglich ist.

Betreibt man ein Ablenksystem dynamisch mit einer horizontalen Ablenkstufe wie in einem Fernsehgerät, in der gleichzeitig auch die Hochspannung erzeugt wird, entsteht u. a. eine zusätzliche Beeinflussung der Bildbreite durch unterschiedliche Anodenspannungen als Funktion der jeweiligen Exemplarinduktivität der Ablenksysteme, da die Gesamtfunktion einer horizontalen Ablenkstufe wesentlich von der Induktivität des Ablenksystems beeinflußt wird.

Ohne zunächst näher auf Meßbedingungen einzugehen, soll die Messung der Bildbreite bei Betrieb des Ablenksystems an einer horizontalen Ablenkstufe als „dynamische Bildbreitenmessung" bezeichnet werden.

Der dynamischen Bildbreitenmessung kommt insbesondere dadurch Bedeutung zu, daß bei der Herstellung der Ablenksysteme der notwendige individuelle Einstellvorgang zur Korrektur der Rasterverzerrungen zweckmäßig an einem Meßplatz vorgenommen wird, bei dem das Ablenksystem dynamisch wie in einem Fernsehgerät mit vollem Raster betrieben wird. Dieser Einstellvorgang auf minimale Rasterverzerrungen beeinflußt in starkem Maße auch die Bildbreite bei sonst konstanten Parametern. Das bedeutet, daß bei diesem dynamischen Betrieb am Meßplatz sowohl die Grenzen der Rasterverzerrungen als auch der Ablenkempfindlichkeiten z. B. in Form von Meßschablonen vorgegeben sein müssen. Die dynamische Bildbreite ist von einer Reihe von Parametern des Meßplatzes abhängig und eignet sich daher nicht allgemein als Kenndatenangabe in technischen Bedingungen; sie macht mindestens die Vereinbarung von Musterablenksystemen als Bezugswert zusätzlich notwendig. Erfolgt die fertigungstechnische Einstellung nach dem beschriebenen dynamischen Verfahren, aber die Vereinbarung technischer Bedingungen bezüglich der horizontalen Auslenkung nach der statischen Bildbreitenmessung, so müssen beide definierten Bildbreiten unter Einbeziehung der Toleranzfelder hinreichend gut korrelieren und mit den Anwendungsbedingungen übereinstimmen, damit keine Abnahmeschwierigkeiten zwischen Hersteller und Anwender entstehen. Bei den heute bereits erreichten engen Toleranzen bezüglich der exemplarischen Bildbreite kann auch meßtechnisch festgestellt werden, daß eine unzureichende Übereinstimmung der Toleranzfälle beider Meßmethoden vorliegt.

Gegenüberstellung der statischen und dynamischen Bildbreite

Setzt man zunächst voraus, daß die gemessene statische und dynamische Bildbreite für ein Nennablenksystem gleich ist, was ohne besondere Schwierigkeiten auch meßtechnisch zu realisieren ist, so ergibt sich rechnerisch ein einfacher Vergleich für die möglichen Toleranzfälle. Weiter wird die Betrachtung auf einen kleinen Bildbreitentoleranzbereich beschränkt.
Für die statische Bildbreite gilt somit folgende Beziehung, wenn die Hochspannung der Bildröhre konstant gehalten wird:

$$b_s = K_s\, K(A)\, \hat{I}_s \qquad (3)$$

Hierin ist b_s die gemessene Bildbreite, K_s die statische Bildbreitenkonstante des Meßaufbaus (Einfluß von Ablenksystem, Bildröhre, Hochspannung); K(A) eine Bildbreitenfunktion des Ablenksystems, die alle exemplarischen Toleranzen außer den durch die Induktivitätsabweichungen hervorgerufenen beinhaltet, und $\hat{I}_s$ der Spitzenwert des Ablenkstroms. Für das Nennablenksystem ist K(A) = 1, womit die statische Nennbildbreite b_{sn} nach Gl. (3)

$$b_{sn} = K_s\, \hat{I}_{sn} \qquad (4)$$

wird.
Die Bildbreite eines vom Nennfall abweichenden Istsystems beträgt speziell nach Gl. (3)

$$b_{si} = K_s\, K(A)_i\, \hat{I}_{si} \qquad (5)$$

Für eine konstante Ablenkenergie W erhält man so ein Bildbreitenverhältnis Ist- zu Nennwertsystem mit Gl. (4), Gl. (5) und Gl. (1) von

$$\frac{b_{si}}{b_{sn}} = K(A)_i \sqrt{\frac{L_n}{L_i}} \qquad (6)$$

L_n, L_i entsprechen dabei der Nenn- und Istinduktivität der horizontalen Ablenkspulen.
Unter der gleichen Voraussetzung gilt für die dynamische Bildbreite

$$b_d = K_d\, K(A)\, \frac{1}{\sqrt{U_H}}\, \hat{I}_d \qquad (7)$$

Hierin ist b_d die gemessene Bildbreite, K_d hier die dynamische Bildbreitenkonstante des Meßaufbaus (Einfluß des Zeilentrafos und des Generators), U_H die dynamische Hochspannung an der Bildröhre und $\hat{I}_d$ der sich im dynamischen Betrieb einstellende Spitzenwert des Ablenkstroms. Die Funktion K(A) entspricht der in Gl. (3) angegebenen.
Im allgemeinen wird man auf dem dynamischen Meßplatz die den Strom $\hat{I}_d$ verursachende Spannung konstant halten, z. B. die Boosterspannung. Es gilt dann im interessierenden Bereich (Rücklaufzeitveränderung durch Toleranzeinflüsse der Induktivität vernachlässigt)

$$\hat{I}_d = \frac{K_U}{L} \qquad (8)$$

K_U ist hierin eine Konstante des Meßaufbaus, die von der betreffenden Spannung und den Zeitfunktionen abhängt. Unter Berücksichtigung von Gl. (7) kann man für die Hochspannung U_H folgende Beziehung angeben

$$U_H = K_H \frac{1}{\sqrt{L}} \qquad (9)$$

Die Konstante K_H beinhaltet die Konstante K_U, Übersetzungs- und Abstimmungsverhältnisse des verwendeten Zeilentransformators sowie Generatoreinflüsse.
Führt man nun wieder die gleichen Überlegungen durch, die aus Gl. (3) zu Gl. (4) und Gl. (5) geführt haben, so ergibt sich für das dynamische Bildbreitenverhältnis Ist- zu Nennwertsystem für eine konstante Hinlaufspannung am Ablenksystem

$$\frac{b_{di}}{b_{dn}} = K(A)_i \sqrt[4]{\left(\frac{L_n}{L_i}\right)^3} \qquad (10)$$

Ein Vergleich von Gl. (6) und Gl. (10) zeigt bereits, daß die dynamische Bildbreite für gleiche Werte K(A) stärker toleriert. Entsprechend der Voraussetzung $b_{sn} = b_{dn}$ gilt mit Gl. (6) und Gl. (10) schließlich

$$\frac{b_{di}}{b_{si}} = \sqrt[4]{\frac{L_n}{L_i}} \qquad (11)$$

Aus Gl. (11) wird ersichtlich, daß die erwähnten und meßtechnisch festgestellten Unterschiede der beiden Meßmethoden unter den bestehenden Voraussetzungen bei Toleranzsystemen begründet sind.

Zahlenbeispiel

Besitzt ein Ablenksystem eine statische Nennbildbreite $b_{sn} = 420$ mm, eine zulässige Toleranz von $\pm$ 10 mm und eine Induktivitätstoleranz von $\pm 5\%$, so wird nach Gl. (11) z. B.

$$b_{di\,max} = 430 \sqrt[4]{\frac{1}{0{,}95}} \approx 435 \text{ mm}$$

Die dynamische Bildbreitentoleranz erfährt hier eine Erweiterung von etwa 50%. Bild 1 verdeutlicht die Auswirkungen im

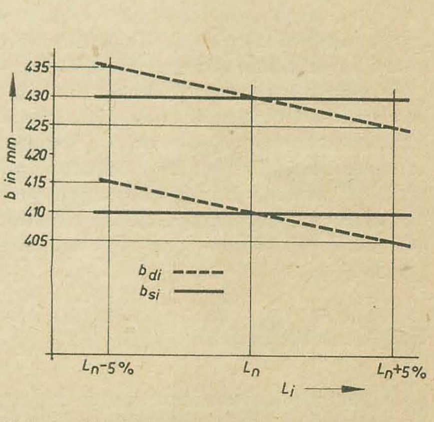


Bild 1: Verschiebung der Toleranzgrenzen als Funktion der Istinduktivität

gesamten, praktisch interessierenden Toleranzbereich und zeigt, wie die Toleranzgrenzen, die statisch eingehalten wurden, entsprechend Gl. (11) dynamisch verändert werden.
Gl. (11) zeigt auch, daß umgekehrt bei vorgegebener zulässiger dynamischer Bildbreitentoleranz die Toleranz der statischen Bildbreite erweitert werden müßte.
Insbesondere bei der Methode des dynamischen Verfahrens ist man fertigungstechnisch in der Lage, Bildbreitentoleranzen von weniger als $\pm 2{,}5\,\%$ zu halten. Diese geringen Bildbreitentoleranzen wirken sich wiederum positiv durch Einhaltung des Bildnennmaßes bei der fertigungstechnisch einfachen individuellen Einstellung der Horizontalablenkstufe von Fernsehgeräten auf eine vorgegebene Höhe der Boosterspannung aus. Sie garantieren umgekehrt bei der ebenfalls möglichen individuellen Einstellung der Fernsehgeräte auf eine vorgegebene Bildbreite eine geringe Toleranz der elektrischen Parameter der gesamten Horizontalendstufe.

„Korrigierter Ablenkspitzenstrom" bei der statischen Bildbreitenmessung

Unter Berücksichtigung von Gl. (1) und Gl. (11) liegt es nahe, den Meßstrom bei der statischen Bildbreitenmessung entsprechend der jeweiligen Istinduktivität so zu korrigieren, daß das Verhältnis

$$\frac{b_{di}}{b_{si}} = 1$$

wird.
Dies ist der Fall, wenn der sich aus Gl. (1) ergebende statische Ablenkspitzenstrom für eine bestimmte Istinduktivität bei vorgegebener konstanter Ablenkenergie mit dem Wurzelwert nach Gl. (11) multipliziert wird.
Für den „korrigierten Ablenkspitzenstrom" gilt so

$$\hat{I}_{si}^* = \hat{I}_{si} \sqrt[4]{\frac{L_n}{L_i}} \qquad (12)$$

Den Zusammenhang zwischen dem „korrigierten Ablenkspitzenstrom" und der Spitzenenergie erhält man unter Berücksichtigung von Gl. (1) und Gl. (12)

$$W = \frac{1}{2} L_i \quad \hat{I}_{si}^2 = \frac{1}{2} L_i \quad \hat{I}_{si}^{2*} \sqrt{\frac{L_i}{L_n}} \qquad (13)$$

Ist die Spitzenenergie als Kenndatenwert unter Berücksichtigung von Gl. (13) vorgegeben, so kann danach der für die Messung jeweils einzuspeisende „korrigierte Ablenkspitzenstrom" berechnet werden. Unter Berücksichtigung der genannten und praktisch vorliegenden Bedingungen sind die Bildbreitenmeßergebnisse beider Methoden für Nenn- und Toleranzfälle gleich.

Einiges zur Meßtechnik

Aus dem erwähnten Zahlenbeispiel geht hervor, daß man dem Ablenksystem nur eine Bildbreitentoleranz von $\pm 2{,}5\,\%$ zugesteht. Das bedeutet aber, daß der Gesamtfehler aller Messungen $\leqslant 2{,}5\,\%$ sein muß.
Die statische Bildbreitenmessung erfolgt je nach Aufgabenstellung so, daß der aus der konstanten vorgegebenen Energie berechnete „korrigierte Ablenkspitzenstrom" eingespeist und die sich einstellende Bildbreite bei vorgeschriebener Hochspannung ermittelt wird. Umgekehrt kann die erforderliche Energie für eine bestimmte Bildbreite über den korrigierten Spitzenstrom berechnet werden. Die Bestimmung der Bildbreite muß so erfolgen, daß die Projektion auf eine Ebene unmittelbar vor dem Bildschirm gemessen wird. Die Genauigkeit ist von der Schärfe des Leuchtflecks, von der exakten Projektion und von der Ablesegenauigkeit an sich abhängig. Der Ablesefehler, besonders bei der statischen Messung, sollte einen Millimeter nicht überschreiten. Der eingespeiste Ablenkstrom könnte jede beliebige Kurvenform besitzen, wenn eine genaue Spitzenwerterfassung möglich ist. Es empfiehlt sich, mit sinusförmigem Strom zu arbeiten, dessen Verzerrung klein zu halten ist. Der Effektivwert dieses Stroms läßt sich gut z. B. mit $\pm 0{,}2\,\%$ Genauigkeit erfassen und somit auch der Spitzenwert, der sich aus diesem bei vorausgesetzten kleinen Verzerrungen durch Multiplikation mit $\sqrt{2}$ ergibt. Andere Methoden der Stromeinspeisung und Messung sind möglich, liegen aber erfahrungsgemäß auch nur bei dieser Genauigkeit.
Die Messung der Induktivität kann mit handelsüblichen Meßgeräten mit $0{,}5\,\%$ Genauigkeit erfolgen. Die Genauigkeit der Hochspannungsmessung kann mit geeigneten Eichmethoden ebenfalls auf $0{,}5\,\%$ gebracht werden.
Ein weiterer Unsicherheitsfaktor ist die Bildröhre selbst. Ihre Ablenkempfindlichkeit schwankt in erster Linie exemplarisch als Funktion zulässiger Kolbenabmessungen. Man muß deshalb mit ausgesuchten gleichartigen Bildröhren arbeiten, z. B. mit Nennwerten der hier kritischen Abmessungen, damit zwischen verschiedenen Meßplätzen keine Unterschiede auftreten. Aus den angegebenen Meßungenauigkeiten erhält man nach Einsetzen in vorhergehende Gleichungen bei der Bestimmung der statischen Bildbreite einen möglichen Fehler von etwa $\pm 0{,}8\,\%$, das sind etwa 3,3 mm bei einer mittleren Bildbreite von 420 mm. Dabei ist der Ablesefehler am Bildschirm ebenso wie die Toleranz der Ablenkempfindlichkeit der Bildröhre außer Betracht gelassen worden.
Da aber bei der erreichten engen Toleranz des Ablenksystems Meßgeräte, deren gesamte Unsicherheit ein Drittel des zulässigen Toleranzbereichs betragen, unzweckmäßig werden, ergibt sich hieraus die Forderung nach genaueren Meßgeräten. So könnte mit geeigneten digitalen Meßgeräten der Fehler sicher auf die Hälfte reduziert werden.

Einige Schlußfolgerungen

Durch die Übereinstimmung zwischen statischer und dynamischer Bildbreite, auch bei allen zulässigen Induktivitätsabweichungen, kann in der Serienproduktion bei zwangsläufig angewendeter dynamischer Einstellung der Ablenksysteme auf eine Toleranzeinengung gegenüber einer z. B. in den Kenndaten enthaltenen statischen Bildbreitentoleranz verzichtet werden, wenn der vorgeschlagene korrigierte Spitzenstrom für die Betrachtung zugrunde gelegt wird.
Die dynamischen Bildbreitenwerte können andererseits nicht Bestandteil von Normen oder Kenndaten werden, so daß auch hier die weitgehende Übereinstimmung beider Meßmethoden Vorteile bringt.
Die Betrachtung gewinnt an Bedeutung, wenn die notwendige Verminderung von Exemplarstreuungen bezüglich der Bildbreite weiterverfolgt wird, die vom Ablenksystem allein ohne besonderen Aufwand erreicht worden ist, und verbesserte Meßgeräte zum Einsatz kommen. Geringe Toleranzen der Bildbreitenwerte wirken sich für alle bekannten Einstellmethoden der Horizontalablenkstufen positiv aus.
Bei der Einstellung der Fernsehgeräte nach vorgegebener Boosterspannung werden die Bildabmessungen weniger toleriert, umgekehrt tolerieren die Boosterspannung und damit wesentliche Parameter bei geringen Bildbreitentoleranzen des eigentlichen Ablenksystems wenig. Die Auswirkung der exemplarischen Bildbreitentoleranzen auf die zu erwartende Toleranz der Boosterspannung kann man aus den angegebenen Beziehungen ebenfalls berechnen. Ohne hierauf näher einzugehen, wird danach die Toleranz der Boosterspannung nach Einführung des korrigierten Ablenkspitzenstroms bei gleicher zugelassener statischer Bildbreitentoleranz ebenfalls um den in Gl. (11) angegebenen Faktor geringer, so daß die zweckmäßige Einführung dieser Korrektur nicht von einer bestimmten Einstellmethode der horizontalen Ablenkstufen abhängig ist. Vielmehr kann man anhand der angegebenen Voraussetzungen feststellen, daß die Betrachtungen ohne weiteres verallgemeinert werden können, also auch auf horizontale Ablenkstufen mit Parallelenergierückgewinnung, wo die Boosterspannung durch die Batteriespannung zu ersetzen ist.
Die Unsicherheit der Messung über die Bildröhre muß durch eine geeignete Definition einer Bildröhre mit realisierbaren Nennwerten noch beseitigt werden, d. h., es ist z. B. eine Angabe der „Ablenkempfindlichkeit" der Bildröhre selbst erforderlich.
Da für die Anwendung nur die Summe der von Ablenksystem und Bildröhre verursachten Bildbreitentoleranzen interessant ist, wäre eine weitere Einengung der Ablenksystemtoleranzen nur zu vertreten, wenn die Summentoleranz noch deutlich beeinflußt wird.

Literatur

[1] 110°-Technik im Fernsehempfänger. Valvo (Schaltungen – Hinweise – Daten)

[2] TGL 64-3015, Ablenksysteme für 110° Ablenkwinkel

Halbleiterinformationen · 43

Mitteilung
aus dem
VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O.

Dipl.-Ing. H.-H. KRÜGER

Si-npn-Planartransistoren SF 121, SF 122, SF 123

Teil 1

Verwendung

Die Si-npn-Planartransistoren der Typenreihe SF 121 bis SF 123 sind für die Anwendung im NF- und HF-Gebiet vorzugsweise in Breitbandverstärkern sowie für mittelschnelle Schalter vorgesehen.

Bauform

Die Abmessungen der Transistoren SF 121 ··· SF 123 entsprechen der Bauform B 3/25-3 a nach TGL 11 811 (TO 5). Der Kollektor ist mit dem Gehäuse leitend verbunden (Bild 1).

Masse

Die Transistoren der Typenreihe haben eine Masse von etwa 1 g.

Wärmewiderstand

Die Wärmewiderstände der Transistortypen betragen

$R_{thja} \leqq 250$ grd/W
$R_{thjc} \leqq 60$ grd/W

Zulässige Höchstwerte

(gültig bis $\vartheta_{j\,max}$)

	SF 121	SF 122	SF 123
U_{CBO}	20 V	33 V	66 V
U_{CER} mit $R_{BE} = 10\ \Omega$	20 V	33 V	66 V
U_{CEO}	20 V	30 V	40 V
U_{EBO}		5 V	
I_C	100 mA¹)		
I_B	50 mA¹)		
$\hat{I}_C$	300 mA		
P_{tot}	600 mW (bei $\vartheta_a = 25$ °C)		
	2,5 W (bei $\vartheta_c = 25$ °C)		
ϑ_j	+ 175 °C		
ϑ_s	— 40 ··· + 125 °C		
$\vartheta_{a\,min}$	— 40 °C		

¹) maximale Integrationszeit 20 ms

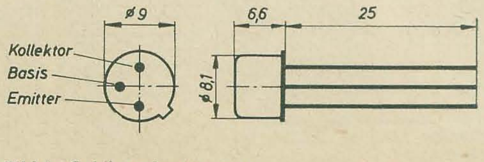


Bild 1: Gehäuseabmessungen

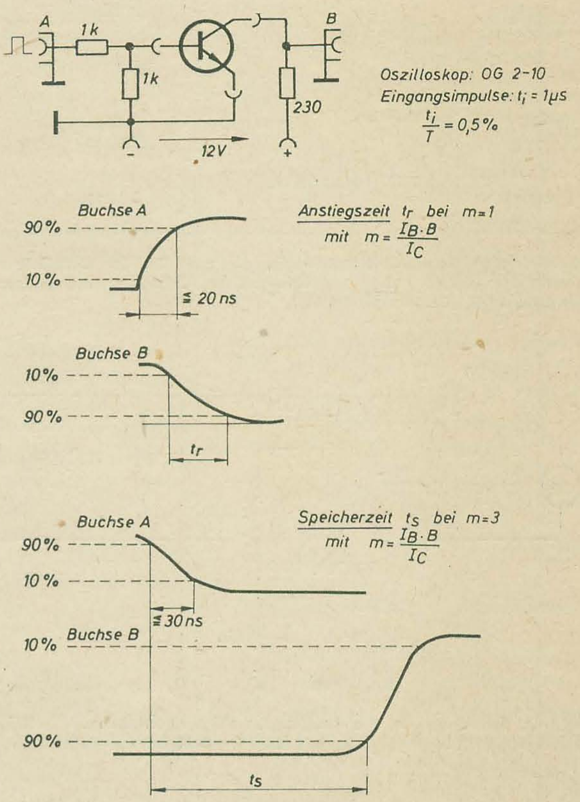


Bild 2: Schaltung für die Schaltzeitmessung

Elektrische Kennwerte

(für $\vartheta_a = 25$ °C — 5 grd, wenn nicht anders angegeben)

		min.²)	typ.	max.²)
Kollektor-Basisreststrom				
I_{CBO} bei $U_{CBO} = U_{CBO\,max}$			2,5 nA	1 μA
Emitter-Basisreststrom				
I_{EBO} bei $U_{EB} = 5$ V			3 nA	1 μA
Kollektor-Emitterspannung				
U_{CER} bei $I_{CER} = 1$ mA; $R_{BE} = 10\ \Omega$	SF 121	20 V		
	SF 122	33 V		
	SF 123	66 V		
Kollektor-Emitterdurchbruchspannung				
$U_{(BR)\,CEO}$ bei $I_{CEO} = 50$ mA	SF 121	20 V		
	SF 122	30 V		
	SF 123	40 V		
Gleichstromverstärkung				
B bei $U_{CE} = 2$ V; $I_C = 50$ mA		15	75	
$B_{-40\,°C}/B_{+25\,°C}$			0,45	
$B_{+125\,°C}/B_{+25\,°C}$			1,6	
Kollektor-Emittersättigungsspannung				
$U_{CE\,sat}$ bei $I_C = 50$ mA; $I_B = 5$ mA			0,4 V	1 V
Basis-Emitterspannung				
U_{BE} bei $I_C = 50$ mA; $I_B = 5$ mA			0,8 V	0,9 V
Kollektor-Emitterrestspannung				
$U_{CE\,rest}$ bei $I_C = 50$ mA; $U_{CB} = 0$			0,7 V	
Übergangsfrequenz				
f_T bei $U_{CE} = 10$ V; $I_C = 10$ mA; f = 15 MHz		60 MHz	130 MHz	

		min.[2])	typ.	max.[2])
Ausgangskapazität C_{22b} bei $U_{CB} = 10$ V; $I_E = 0$ f = 500 kHz			22 pF	26 pF
Kollektor-Rückwirkungszeitkonstante $\|h_{12b}\|/\omega$ bei $U_{CB} = 10$ V; $I_C = 10$ mA f = 30 MHz			520 ps	
Leistungsverstärkung V_p bei $U_{CE} = 6$ V; f = 5 MHz $I_C = 2$ mA Meßschaltung Bild 3		12 dB	20 dB	
h-Parameter bei $U_{CE} = 6$ V; $I_C = 2$ mA f = 1 kHz	h_{11e}		700 Ω	
	h_{21e}		95	
	h_{22e}		31 µS	
	h_{12e}		$3{,}5 \cdot 10^{-4}$	
Rauschfaktor F bei $U_{CE} = 6$ V; $I_C = 0{,}5$ mA f = 10 kHz; $R_g = 500$ Ω			5,5 dB	
Schaltzeiten (Messung in angegebener Schaltung) Anstiegszeit t_r bei m = 1			0,65 µs	
Speicherzeit t_s bei m = 3			2,2 µs	
R_e (h_{11e}) bei f = 200 MHz $U_{CE} = 6$ V, $I_C = 2$ mA			14,2 Ω	

[2]) Minimalwerte und Maximalwerte, die nicht im Kenndatenblatt garantiert werden, haben nur informativen Charakter und gelten für etwa 95 % aller Bauelemente.

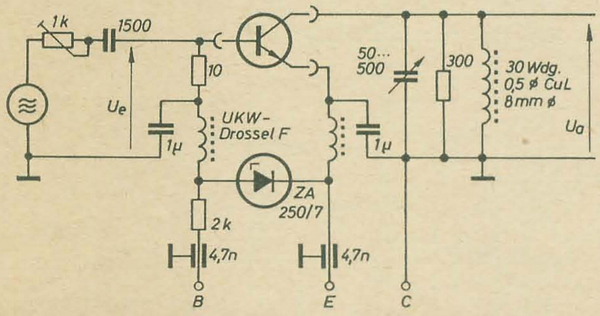
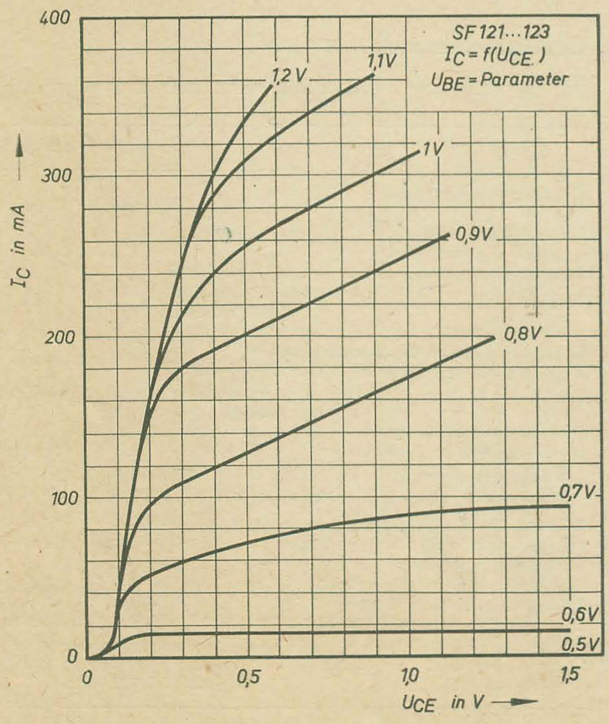


Bild 3: Schaltung für die Leistungsverstärkungsmessung. Einstellbedingungen: $U_{CE} = 6$ V; $I_C = 2$ mA; f = 5 MHz; $u_e = 5$ mV. V_{pe} in dB = $10 \lg \frac{U_a^2 \text{ (in mV)}}{22{,}5}$

Bild 4



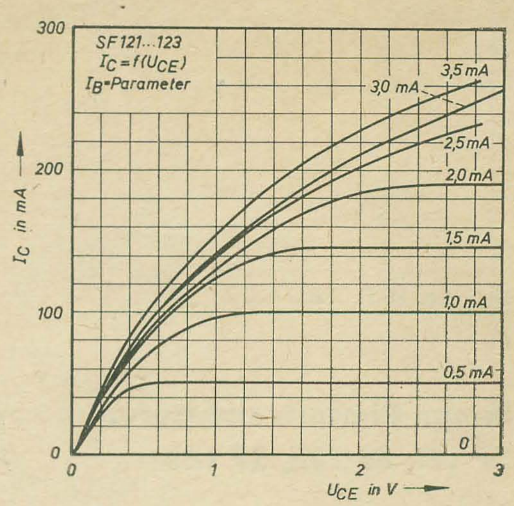


Bild 5

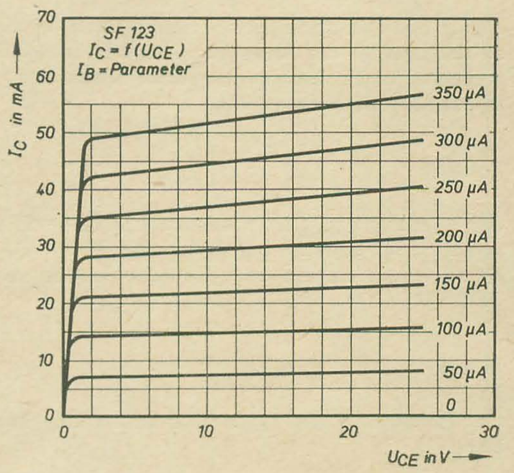


Bild 6

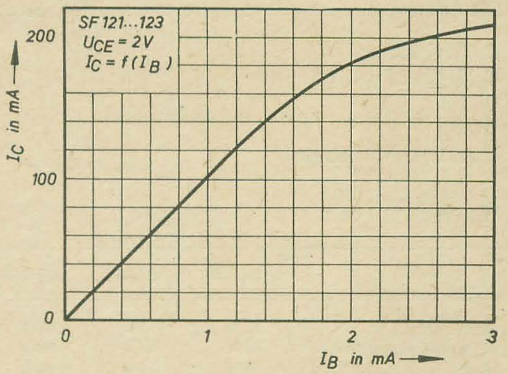


Bild 7

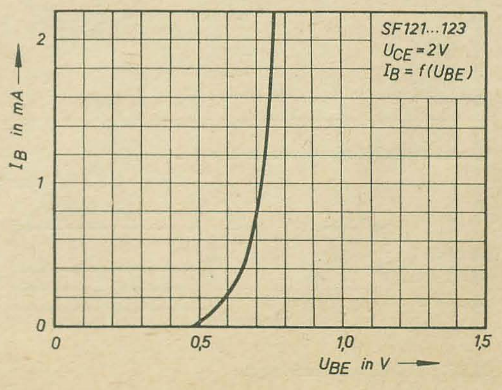


Bild 8

Gleichspannungsverstärkung mit Transistorchopper

Dr. W. PRAXMARER

Mitteilung aus dem Institut für Physik der Technischen Hochschule für Chemie „Carl Schorlemmer", Leuna-Merseburg

Die Anzeige sehr kleiner Gleichspannungen durch Galvanometer bedeutet keine Schwierigkeiten. Sollen aber derartige Spannungen aus betriebstechnischen Gründen auf robusten Instrumenten angezeigt oder zu anderen Zwecken weiterverarbeitet werden, so ist eine Nachverstärkung notwendig. Galvanisch gekoppelte Verstärker sind stark alterungs- und temperaturempfindlich, und die Nullpunktstabilität über längere Zeit ist nur mit erheblichem Aufwand zu erreichen. Wechselspannungsverstärker haben diese Nachteile in wesentlich geringerem Maße. Ihre Verwendung setzt aber voraus, daß die zu verstärkende Gleichspannung erst in eine Wechselspannung bzw. in eine intermitterende Gleichspannung umgeformt wird. Hierzu eignet sich besonders der Gegentakt-Transistorchopper. Auch er besitzt Nachteile. Empfehlungen, wie diese klein gehalten werden können, sollen nachfolgend gegeben werden.

Prinzip des Choppers

Bild 1 zeigt das Prinzip eines Gegentaktchoppers. Zwei Transistoren werden zwischen Basis und Emitter gegenphasig mit Rechteckimpulsen angesteuert. Je nach Polarität der Impulse wird daher ihr Widerstand zwischen Kollektor und Emitter hoch- oder niederohmig. Eine an den Klemmen 1 und 3 angelegte Gleichspannung erscheint an den Klemmen 2 und 3 im Rhythmus der Impulsfrequenz zerhackt. Schaltanordnungen dieser Art, d. h. Verwendung eines Transistors anstelle eines mechanischen Schalters, werden als Chopper bezeichnet. Die zerhackte Gleichspannung kann in einem temperaturstabilisierten Transistor-Wechselspannungsverstärker sehr hoch und langzeitig konstant nachverstärkt werden. Mittels eines phasenempfindlichen Gleichrichters erfolgt eine polaritätsgetreue Anzeige [1].

Vor- und Nachteile des Transistorchoppers

Im Gegensatz zum mechanischen Schalter hat der Transistor als elektronischer Schalter folgende Vorteile: keine Schaltunsicherheit (Prellung), keine Kontaktspannung, hohe Schaltfrequenzen, fast unbegrenzte Lebensdauer.

Als Nachteile sind zu nennen: Die Schalterwiderstände hängen von Betriebsart, Typ und Auswahl der Transistoren ab. Im durchgesteuerten Zustand besitzt ein Transistor noch einen Restwiderstand R_r und die Restspannung U_r, im gesperrten Zustand fließt noch ein Reststrom I_r. Restspannung und Reststrom täuschen ein Meßsignal vor, das sich als Störsignal zur eigentlichen Meßgröße addiert. Die Störgrößen R_r, U_r und I_r sind temperaturabhängig. Ihre Einflüsse sollen im folgenden näher behandelt werden.

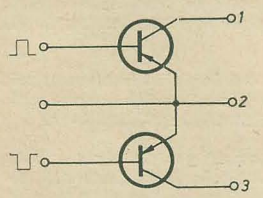


Bild 1: Prinzipschaltbild eines Gegentaktchoppers

Störgrößen

Aus einer Reihe von Schaltungsmöglichkeiten für einen Chopper erweist sich die Gegentaktschaltung mit invers betriebenen Transistoren im obigen Sinne als die beste. Restspannung und Reststrom fanden wir – im Gegensatz zu [2] – im inversen Betrieb um den Faktor 5···10 kleiner als im Normalbetrieb. Der Restwiderstand bleibt etwa gleich. Das Ersatzschaltbild einer solchen Anordnung ist im Bild 2 dargestellt [2].

Es gelten folgende Beziehungen:

In der oberen Schalterstellung ist

$$u_o = U_{r1} - I_{r2} R_{r1}$$

und in der unteren Schalterstellung

$$u_u = U_o + U_{r2} - I_{r1} (R_i + R_{r2})$$

Die Wechselspannungsamplitude Δu ist die Differenz beider Spannungen. Unter der Annahme, daß die entsprechenden Restgrößen beider Transistoren gleich sind, wird

$$\Delta u = U_o - I_r R_i$$

u ≙ Spannung am Eingangswiderstand R_E des nachfolgenden Verstärkers
U_o ≙ Meßspannung
$U_{r1/2}$ ≙ Restspannung für die Transistoren 1 und 2
$I_{r1/2}$ ≙ Reststrom für die Transistoren 1 und 2
$R_{r1/2}$ ≙ Restwiderstand für die Transistoren 1 und 2
R_i ≙ Innenwiderstand der Meßspannungsquelle

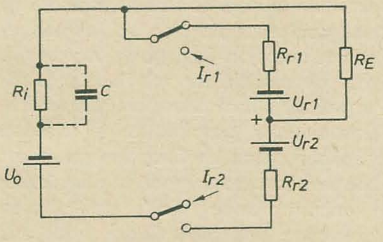


Bild 2: Ersatzschaltbild eines Gegentaktchoppers

Definiert man die Empfindlichkeit E des Choppers als Verhältnis von Wechselspannungsamplitude zur Meßspannungsamplitude, so wird

$$E = \frac{\Delta u}{U_o} = 1 - \frac{I_r R_i}{U_o}$$

Das Störsignal $\Delta u'$ ist die bei Eingangsspannung 0 verbleibende Wechselspannungsamplitude, also

$$\Delta u' = I_r R_i$$

(In den abgeleiteten Beziehungen sind Transistoren mit gleichen Restströmen vorausgesetzt.)

Möglichkeiten zur Verringerung der Störgrößen

Das Störsignal $\Delta u'$ kann klein gehalten werden, wenn Transistoren mit gleichen Restgrößen ausgewählt werden. Außerdem soll dabei das Produkt $I_r \cdot R_i$ möglichst klein sein. In diesem Fall bleibt auch die Empfindlichkeit E konstant und strebt dem Maximalwert 1 zu. Diese Tatsachen zwingen direkt zur Verwendung von Si-Transistoren, da bei ihnen im Gegensatz zu Ge-Transistoren I_r etwa 10^{-4}mal kleiner ist. Beachtet man noch, daß I_r durch den Schalterbetrieb zu einer dynamischen Größe wird und gleiches auch für R_i durch Parallelschaltung einer Kapazität C erreicht werden kann [3], so ergibt sich eine weitere Möglichkeit zur Verringerung von $I_r \cdot R_i$ und damit von $\Delta u'$. Hierbei erscheint jedoch die Kapazität im durchgeschalteten Fall als paralleles C zu R_i und dem Eingangswiderstand R_E des nachfolgenden Verstärkers und bestimmt somit die dem jeweiligen Zweck anzupassende Zeitkonstante der Anzeige.

Ein weiterer störender Faktor ist der Temperaturgang der Restgrößen. Bei genügend hoher Aussteuerung kann jedoch der Restwiderstand vernachlässigt werden, demzufolge auch sein Temperaturgang.

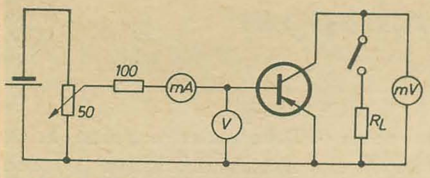


Bild 3: Meßschaltung zur Bestimmung von Restspannung und Restwiderstand

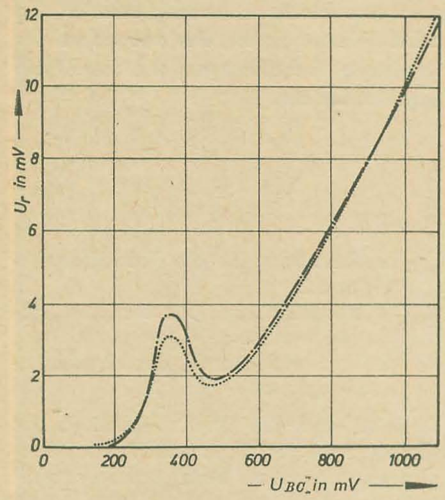


Bild 4: Restspannung der Transistoren vom Typ SC 103 (inverser Betrieb)

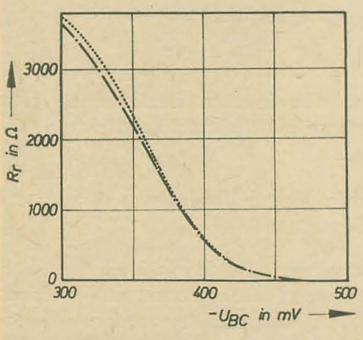


Bild 5: Restwiderstand der Transistoren vom Typ SC 103 (inverser Betrieb)

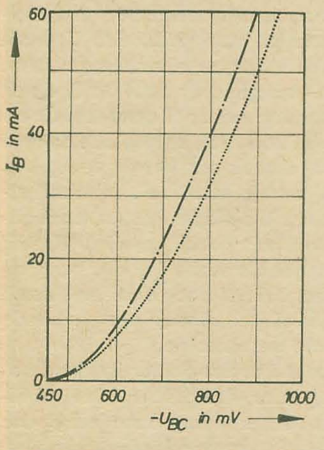


Bild 6: Basisstrom der Transistoren vom Typ SC 103 (inverser Betrieb)

Der Temperaturkoeffizient von Restspannung und Reststrom ist dann nahezu unabhängig vom absoluten Temperaturwert. Leider ist es aber kaum möglich, ein Transistorpaar zu finden, bei dem alle Restgrößen gleich sind, den gleichen Verlauf haben und auch im Temperaturkoeffizienten übereinstimmen. Es ist also zweckmäßig, beide Transistoren in einem Metallblock als Wärmepuffer zu betreiben oder für höhere Ansprüche Thermostatierung vorzunehmen. Andernfalls müssen die Transistoren so ausgesucht werden, daß im vorgesehenen Temperaturbereich die Unterschiede ihrer Restspannungen überall kleiner als n % des Meßbereichsendwertes sind, wobei n der zulässige Meßfehler ist. Eine gewisse Vorauswahl auf Paarigkeit von Transistoren kann nach [5] erfolgen. Die dort beschriebene Anordnung wurde nach [6] noch verbessert. Die Bestimmung der Restgrößen U_r und R_r und ihr Verlauf kann nach [4] oder [2] erfolgen. Letzteres ist im Bild 3 gezeigt.

Der Basisstrom I_B wird in Abhängigkeit von der Spannung U_{BE} verändert. Am Millivoltmeter ($R_i = 1$ kΩ) zwischen Kollektor und Emitter kann bei geöffnetem Schalter die Restspannung U_r abgelesen werden. Zur Bestimmung des Restwiderstandes wird der Lastwiderstand $R_L = 10\,\Omega$ bei der gleichen Einstellung von U_{BE} zugeschaltet. Der Restwiderstand beträgt dann

$$R_r = \frac{R_L(U_r - U_L)}{U_L}$$

wobei U_L Spannung am Millivoltmeter bedeutet.

Die nach dieser Meßmethode gewonnenen Kurven sind in den Bildern 4 und 5 für zwei Si-Transistoren vom Typ SC 103 dargestellt. Aus Bild 5 ist zu entnehmen, daß der Einfluß des Restwiderstandes durch Wahl einer Mindeststeuerspannung von etwa 500 mV ausgeschaltet werden kann. Dies wird vollauf erfüllt, da laut Bild 4 bereits 900 mV gewählt werden müssen, um beide Restspannungen gleichzumachen. Im Bild 6 findet man hierzu den Basisstrom I_B, der also mindestens von der Steuerspannungsquelle – in der Regel ein Multivibrator, siehe z. B. [1] – aufgebracht werden muß.

Somit lassen sich zumindest für die zwei Extremfälle (Transistor durchgeschaltet und Transistor gesperrt) die Bedingungen, die der Beziehung für $\Delta u'$ zugrunde liegen, erfüllen: Restwiderstände vernachlässigbar und Restspannungen gleich. Eine Ungleichheit des Kurvenverlaufs der beiden Restspannungen zwischen diesen Extremwerten hat bei Verwendung sehr steiler Rechteckimpulse als Steuerspannung nur ein sehr geringes Störsignal zur Folge.

Größeren Einfluß als das Störsignal haben Spannungsspitzen, die sich bei Impulsbetrieb an einem pn-Übergang durch die endliche Beweglichkeit von Ladungsträgern ergeben. Durch den bereits erwähnten Kondensator parallel zu R_i werden diese Spitzen schon im Chopper gemildert und können im nachfolgenden Verstärker durch entsprechende Wahl der oberen Grenzfrequenz und Siebglieder nach der Wiedergleichrichtung vollkommen beseitigt werden. Eine weitere Möglichkeit der Störspannungsverminderung bietet sich noch beim Si-Transistor durch Verringerung des Reststroms I_r. Theoretisch wird $I_r = 0$, wenn $I_B = 0$ wird. Aber nur der Si-Transistor, von Ge-Spezialtypen abgesehen, ist bei $I_B = 0$ als geschlossen zu betrachten. Somit genügt es zur Steuerung, nur negative Impulse zu verwenden, was schaltungstechnisch ja keine Schwierigkeiten bereitet und unter Beachtung aller anderen Bedingungen dann letztlich zum Störsignal $\Delta u' = 0$ führt. Dieser Idealfall ist natürlich praktisch nicht erreichbar. Es kann jedoch festgestellt werden, daß im Versuchsaufbau – ohne besonders günstige Auswahl an Si-Transistoren treffen zu können – sogar bei zweiseitiger Polarität der Rechtecksteuerung ein Störsignal von $\Delta u' < 15\,\mu$V bei einem R_i von 0···50 kΩ ohne Schwierigkeit erreicht wurde. Vergleichsweise ergab sich bei Ge-Transistoren als bester Wert $\Delta u' < 50\,\mu$V bei einem R_i von 0···100 Ω [6].

Um einen Transistorchopper zu verwirklichen, der dem Idealfall (Störspannung = 0, Empfindlichkeit = 1 und beide Größen unabhängig vom Innenwiderstand der Meßquelle) nahekommt, müssen folgende Forderungen erfüllt sein:

1. Gegentaktanordnung (inverser Betrieb), Si-Transistoren (möglichst Planartypen) in Wärmepuffer oder thermostatiert
2. Aussuchen auf gleiche Größe und Verlauf der Restspannung
3. Aussteuerspannung: möglichst steilen Rechteckimpuls mit negativer Polarität; Scheitelspannung so groß wählen, daß der Restwiderstand möglichst klein wird
4. wenn Forderung 2 nicht erfüllbar ist, muß die Scheitelspannung gleich der Basis-Kollektorspannung sein, bei der sich beide Restspannungskurven schneiden
5. Herabsetzen des dynamischen Eingangswiderstandes durch Parallelkapazität unter Beachtung der zulässigen Zeitkonstanten

Literatur

[1] Schießl, G.: Gleichspannungsverstärker mit phasenempfindlichem Ausgang. radio und fernsehen 16 (1967), H. 24, S. 742–744

[2] Wilke, K.-H.: Einfache Gleichspannungsverstärker mit Halbleiter-Bauelementen. Elektronik 11 (1962), H. 10, S. 267–271

[3] Praxmarer, W.: Ein Transistorchopper mit hohem Eingangswiderstand und geringem Störsignal. Wissenschaftliche Zeitschrift der TH für Chemie „Carl Schorlemmer" Leuna-Merseburg 7 (1965), H. 1, S. 33 und 34

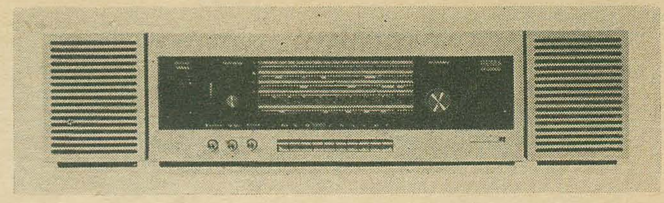
[4] Schießl, G.: Eine praktische Meßanordnung zur Aufnahme der statischen Transistorkennlinien. radio und fernsehen 14 (1965), H. 14, S. 440 bis 442

[5] Jakubaschk, H.: Oszillografen-Zusatzgerät zum Kennlinienvergleich von Transistorpaaren. radio und fernsehen 15 (1966), H. 17, S. 540–542

[6] Focke, W.: Ursachen des Störsignals beim Transistorchopper. Großer Beleg am Institut für Physik der TH für Chemie „Carl Schorlemmer" Merseburg (1967)

„REMA Allegro 82"

Stereosteuergerät mit 2 Boxen



W. MALTEN

Mitteilung aus der Firma REMA KG BSB, Stollberg

„REMA Allegro 82" ist als Steuergerät mit zwei 7-Liter-Kompaktlautsprecherboxen ausgelegt. Das Steuergerät, ein Mittelsuper der oberen Preisklasse, besitzt als erstes Gerät dieser Klasse einen transistorisierten NF-Wiedergabeteil. Mit diesem Gerät, auch durch seine äußere ansprechende Gestaltung, dürfte wieder eine Lücke in unserem Angebot an HF-Stereogeräten geschlossen werden.

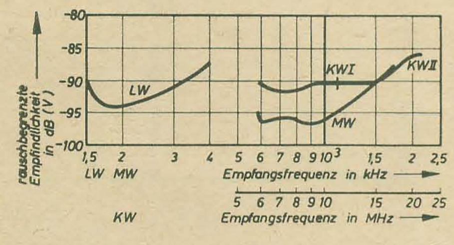
Elektrischer Aufbau

Das Gerät ist mit 15 Transistoren, 17 Dioden und 6 Röhren bestückt, hat 6 Kreise für den AM-Bereich (LW, MW, KW I, KW II) und 10 Kreise für den UKW-Bereich, wovon jeweils 2 Kreise veränderlich sind.

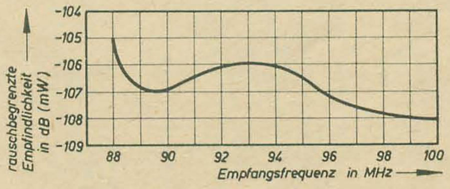
Das FM-Signal gelangt vom UKW-Dipol über ein zweikreisiges Eingangsbandfilter auf ein System der Röhre ECC 85, das in Zwischenbasisschaltung arbeitet. Das andere System arbeitet als selbstschwingende Mischstufe. Oszillator und Zwischenkreis werden kapazitiv abgestimmt. Nach Auskopplung durch ein Zweikreisfilter wird die Zwischenfrequenz von 10,7 MHz in zwei Stufen durch die Röhren ECH 81 und EAF 801 verstärkt. Die Kopplung erfolgt jeweils durch Zweikreisbandfilter. Die letzte Stufe ist als Begrenzer geschaltet. Die FM-Demodulation wird durch einen unsymmetrischen Ratiodetektor mit dem Germaniumdiodenpaar 2-OA 646 (2-GA 109) vorgenommen. Die Abstimmanzeigeröhre EM 84 wird durch die Summenrichtspannung gesteuert, die als Bremsgitterspannung der Röhre EAF 801 auch die Begrenzereigenschaften dieser Stufe verbessert.

Zur Decodierung ankommender Stereosignale ist im Gerät der Stereodecoder St-D-4 der PGH Tonfunk, Ermsleben, eingebaut. Die Decodierung erfolgt nach dem Prinzip des gesteuerten Schalters, die Rückgewinnung des Hilfsträgers durch Frequenzverdopplung. Bei diesem sogenannten Automatikdecoder erfolgt die Umschaltung von Mono- auf Stereobetrieb, bei genügender Feldenergie (70 bis 100 μV) des einfallenden Stereosenders, automatisch. Seine Betriebsbereitschaft wird durch Aufleuchten der zweiten Anzeigeröhre EM 84 angezeigt. Durch Drükken der Stereotaste, damit Trennen der beiden NF-Kanäle, wird die Stereowiedergabe möglich.

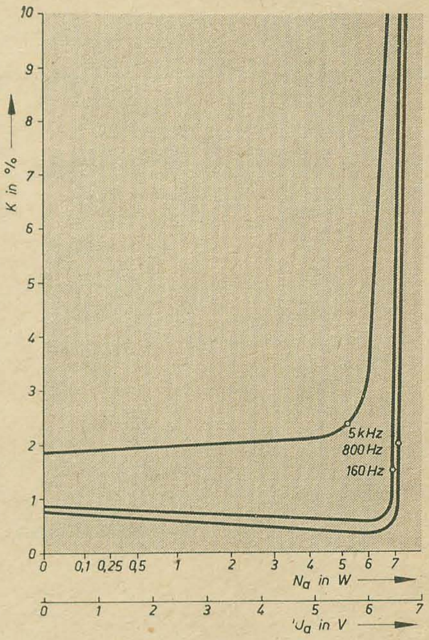
Das AM-Signal gelangt auf allen Bereichen über einen 460-kHz-Sperrkreis und induktive Antennenankopplung auf die Röhre ECH 81, die als Oszillator- und Mischröhre arbeitet. Vor- und Oszillatorkreis werden durch einen Zweifachdrehko kapazitiv abgestimmt. Über ein Zweikreisfilter gelangt die ZF auf das F-System der Röhre EAF 801 und wird über ein weiteres Zweikreisfilter dem A-System zur Demodulation zugeführt. Die Regelspannung zur Steuerung der Abstimmanzeigeröhre und zur Regelung der Mischröhre wird über ein RC-Glied, das der Demodulatorstufe folgt, gewonnen.



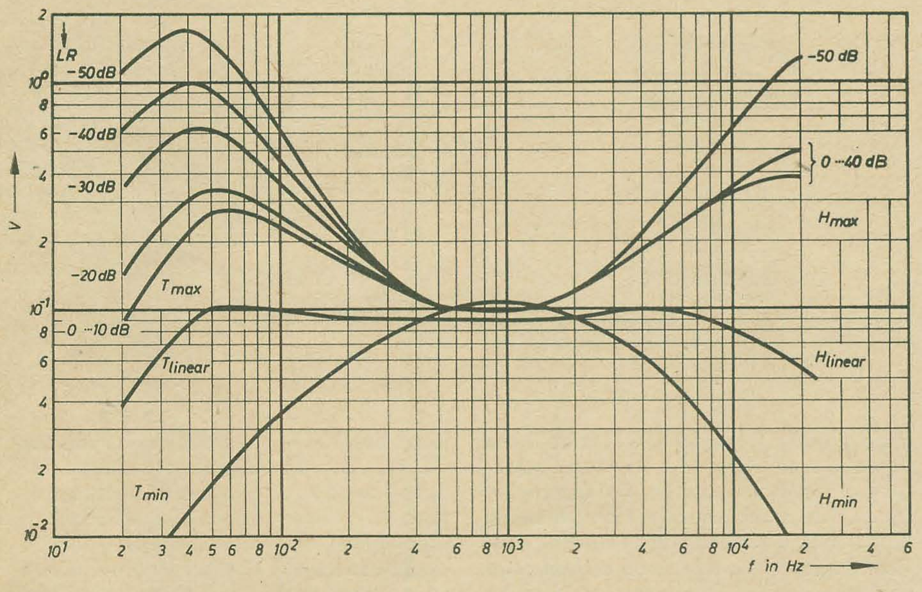
Rauschbegrenzte Empfindlichkeit, gemessen nach TGL 200-7041 3.1.2.3.



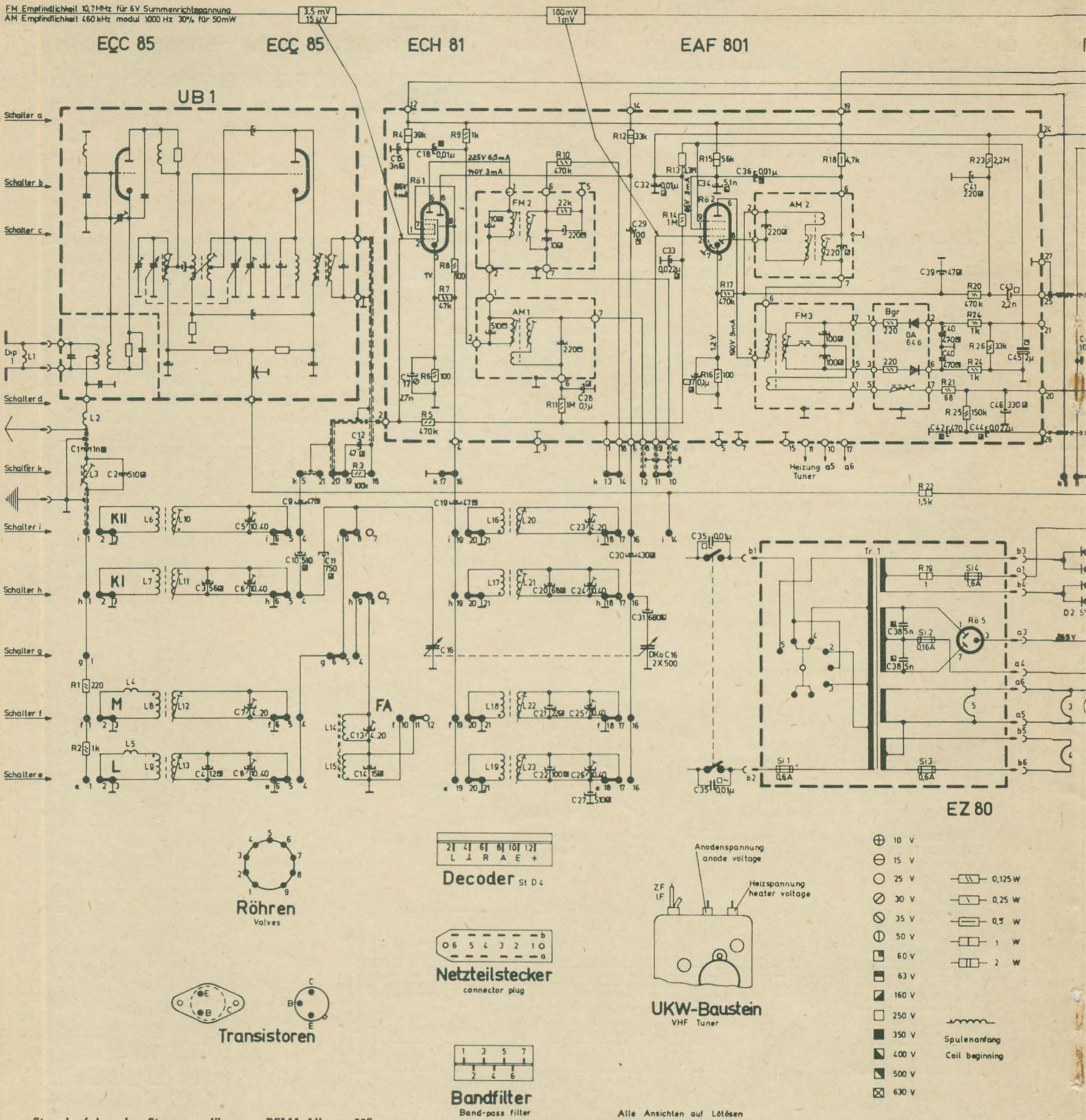
Rauschbegrenzte Empfindlichkeit, gemessen nach TGL 200-7041 4.1.2.3.



Klirrfaktorkurven, beide Kanäle beaufschlagt



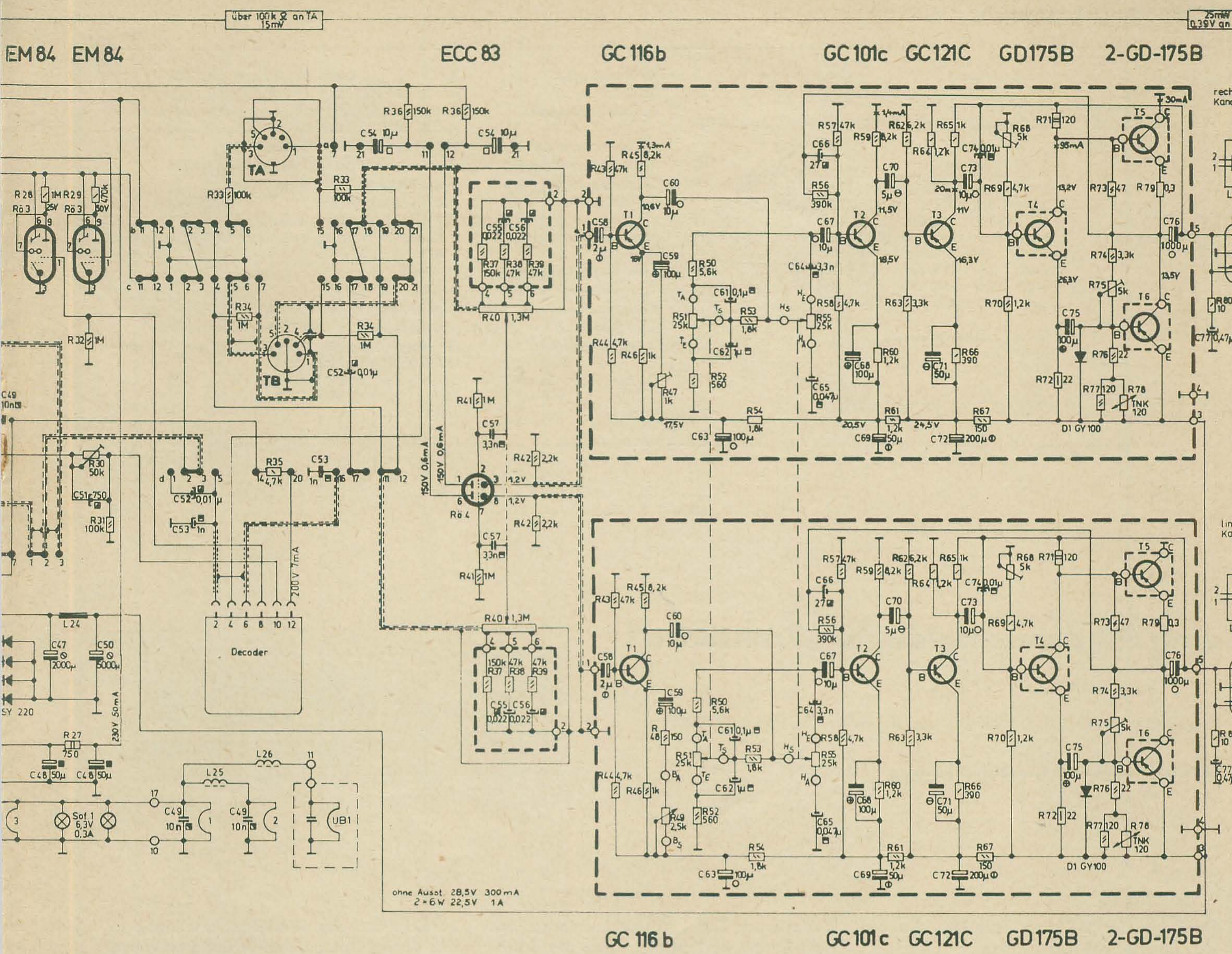
Frequenzgang bei Einspeisung über TA und verschiedene LR-Stellungen. Die Eingangsspannung wird um 10, 20, 30, 40, 50 dB erhöht und der Lautstärkeregler so eingestellt, daß bei 1 kHz immer dieselbe Ausgangsspannung herrscht



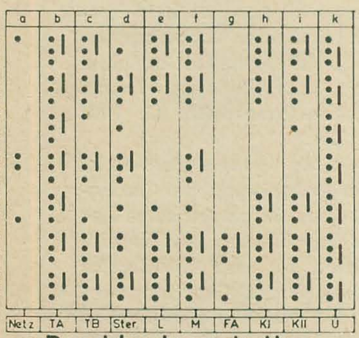
Stromlaufplan des Stereoempfängers „REMA Allegro 82"

Das Gerät besitzt zwei vollkommen gleich ausgelegte Niederfrequenzverstärker, deren Regelglieder gleichzeitig auf beiden Kanälen wirksam sind.

Das NF-Signal gelangt über den Lautstärkeregler, der durch entsprechende Schaltelemente an drei Abgriffen gehörrichtig regelt, und die als Impedanzwandler arbeitende Röhre ECC 83 zur ersten NF-Stufe mit dem Transistor GC 116. Im linken Kanal dieser Stufe liegt in der Emitterstrecke des Transistors der Balanceregler. Durch das anschließende Klangnetzwerk, das durch die getrennten Höhen- und Tiefenregler beeinflußt werden kann, wird der gewünschte Frequenzgang erreicht. Über zwei weitere Verstärkerstufen mit den Transistoren GC 101 und GC 121 gelangt das NF-Signal zum Treibertransistor GD 175, der das Signal in zwei gleiche, aber um 180° phasenverschobene Spannungen aufteilt und das in B-Schaltung arbeitende Endstufenpärchen 2-GD 175 direkt ansteuert. Die beiden verstärkten Halbwellen werden am Ausgang addiert und über einen Koppelkondensator dem Lautsprecher zugeführt.



Meßwerte gültig für UKW ohne Signal, Instrument 100 kΩ/V, Spannungen gegen Chassis.
Änderungen, insbesondere solche, die durch den technischen Fortschritt bedingt sind, vorbehalten.



Drucktastenschalter

von oben gesehen, UKW gedrückt
Key assembly, viewed from above, VHF key pressed

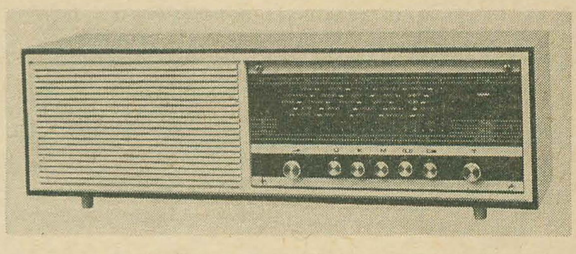
Mechanischer Aufbau

Der Aufbau des Gerätes erfolgt weitgehend unter Verwendung von standardisierten Bauteilen und Baugruppen. So sind der UKW-Tuner und der 10teilige Drucktastenschalter, der den AM-Eingangsteil trägt, Standardteile, die vom VEB Antennenwerk Bad Blankenburg bzw. vom VEB Elektrotechnik Eisenach gefertigt werden. ZF- und NF-Teil sind in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführt, wobei die beiden NF-Kanäle getrennt auf zwei Platinen und auch getrennten Kühlkörpern für den Treibertransistor und das jeweilige Endstufenpärchen aufgebaut sind. Zur akustischen Wiedergabe sind zwei 7-Liter-Kompaktboxen, mit je einem 6-W-Lautsprecher mit einer Impedanz von 6 Ω (124 MBK) ausgerüstet, vorgesehen. Zum Anschluß dieser Boxen, von Tonabnehmer und Tonband sind standardisierte Buchsen vorhanden. Tonabnehmer und Tonbandgerät können immer angeschlossen bleiben, da beide Geräte durch getrennte Tasten an- bzw. abgeschaltet werden können.

Technische Daten des „REMA Allegro 82"

Stromart:	Wechselstrom
Netzspannung:	110 V, 127 V, 220 V, 240 V
Leistungsaufnahme:	≈ 60 VA
Röhrenbestückung:	ECC 85, ECH 81, EAF 801, 2× EM 84, ECC 83, EZ 80
Halbleiterbestückung einschl. Decotex:	
a) Dioden:	2-GA 109 (2-OA 646), 2× GY 100, 4× SY 220, 6× OA 685, 1× OA 721, 2× OA 625
b) Transistoren:	3× GC 116, 2× GC 101, 2× GC 121, 2× GD 175, 2× 2-GD 175, 2× GC 100
Wellenbereiche:	UKW 87,5···100 MHz (3,43···3,0 m) KW II 11···22 MHz (27,3···13,6 m) KW I 5,9···11 MHz (51···27,3 m) MW 520···1620 kHz (583···185 m) LW 150···400 kHz (2000···750 m)
Empfindlichkeiten nach TGL 8836:	UKW ≦ 5 μV an 240 Ω KW ≦ 50 μV MW ≦ 40 μV LW ≦ 50 μV
Anzahl der Kreise:	AM 6 FM 10 jeweils 2 variabel
Zwischenfrequenzen:	AM 460 kHz FM 10,7 MHz
ZF-Bandbreite:	AM 3 kHz (ECH 81) FM 180 kHz (ECC 85)
ZF-Selektion:	AM 38 dB (ECH 81) FM 38 dB (ECC 85)
ZF-Empfindlichkeit:	AM 15 μV (ECH 81) 30 % mod. für 25 mW je Kanal FM 3,5 mV (ECH 81) für 6 V Summenrichtspannung
UKW-Antennenanschluß:	240 Ω sym. (IEC-Anschlußbuchse)
Stationseinstellung:	getrennte Abstimmknöpfe für AM und FM
Stationsanzeige:	mag. Balken, Pilotanzeige
Demodulation:	AM – Röhrendiode FM – Ratiodetektor mit Ge-Dioden
Niederfrequenzteil:	2 eisenlose Transistorendstufen in B-Schaltung je 6 W bei k ≦ 5 %
Übersprechdämpfung:	≈ 40 dB
Lautstärkeregelung:	gehörrichtig
Ferritantenne:	feststehend für MW und LW
Klangregelung:	getrennte Höhen- und Tiefenregler
Anschlußbuchsen:	für Magnettongerät, Plattenspieler und Lautsprecherboxen rechts und links
Abmessungen in mm:	Steuergerät: 655 × 240 × 260 Boxen: je 180 × 240 × 260
Masse:	≈ 17 kg

AM/FM-Kleinempfänger „Transmira"



Ing. ROLAND BARNIKOL und Ing. KLAUS BREHM

Mitteilung aus dem VEB Stern-Radio Sonneberg

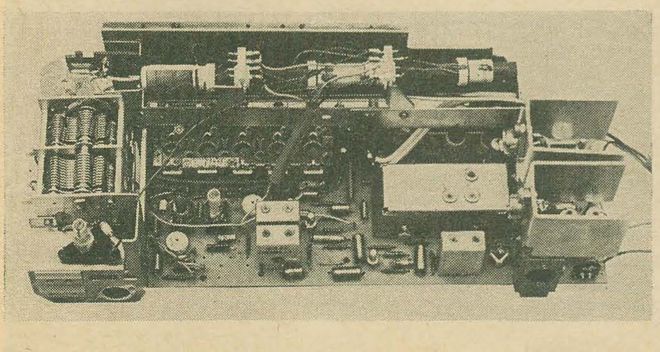
Im Zuge der weiteren Transistorisierung der Rundfunkheimempfänger brachte der VEB Stern-Radio Sonneberg einen neuen leistungsfähigen AM/FM-Kleinempfänger „Transmira" auf den Markt. Das Gerät entspricht durch seine langgestreckte, flache und asymmetrische Gehäuseform den Bedingungen moderner Wohnraumgestaltung und läßt sich gut in verschiedenartige Wohnungseinrichtungen einfügen. Es wird in drei Varianten hergestellt, die sich durch verschiedene Gehäuseeinsätze und unterschiedlich gestaltete Plastskalen unterscheiden. Der Gehäusekorpus besteht aus Holz und ist für alle Varianten gleich.

1. Variante: Der Lautsprechereinsatz aus Holz ist mit horizontalen Schlitzen durchbrochen. Die Plastskale ist aufgesetzt.
2. Variante: Die gesamte Vorderfront besteht aus einem geschliffenen Metalleinsatz mit dahintergesetzer Plastskale. Der Schalldurchtritt für den Lautsprecher ist in Schlitzform perforiert.
3. Variante: Die Vorderfront besteht aus einem Plasteinsatz mit aufgesetzter Plastskale.

AM-Eingangsteil

Das Gerät ist mit einer Ferritantenne ausgestattet und für den Empfang des MW-Bereichs und des 49-m-Bandes ausgelegt. Die Vorkreisspulen sind in üblicher Weise auf dem Ferritstab angeordnet. Zum besseren Abgleich sind die Vorkreisspulen aufgeteilt. Die Spule L_{904} ist fest auf dem Stab angebracht und bildet gemeinsam mit L_{902} die Vorkreisinduktivität für MW und mit L_{905} für KW.

Der Anschluß einer Außenantenne ist vorgesehen. Die Ankopplung der Außenantenne erfolgt über die gemeinsame Ankopplungsspule L_{903} für den MW-Bereich niederinduktiv und für den KW-Bereich hochinduktiv. Vorkreis und Oszillator werden kapazitiv mit einem Kombi-Drehko abgestimmt. Der Transistor T_{201} (GF 130) arbeitet bei AM als selbstschwingende Mischstufe (für die Oszillatorspannungserzeugung in Basisschaltung und Mischung in Emitterschaltung). Bei KW wird der Transistor T_{201} mit einer Brückenschaltung neutralisiert.

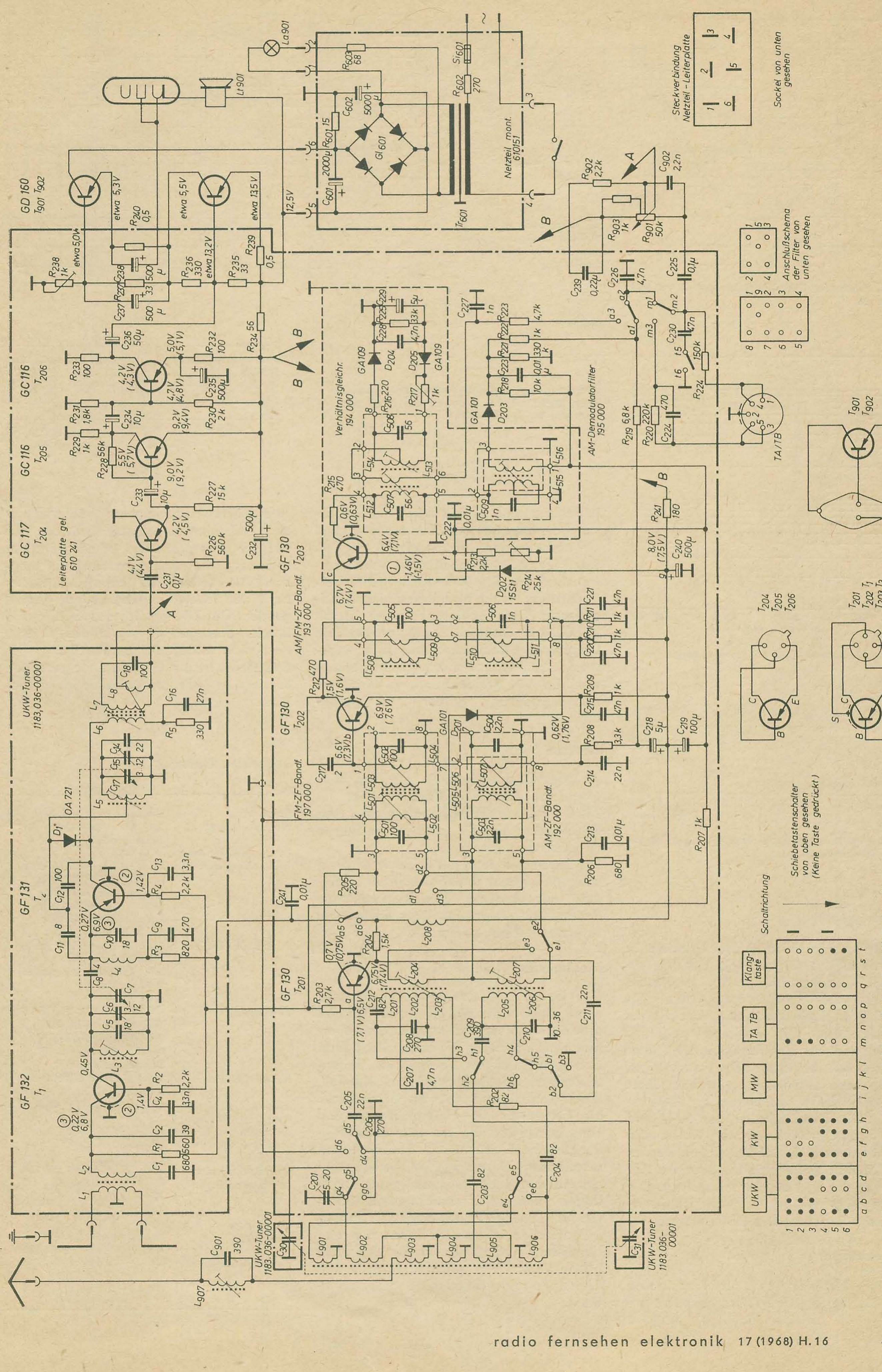


Unser Kopfbild zeigt die dritte Gehäusevariante des Kleinsupers „Transmira". Die Varianten 1 und 2 zeigten wir im Heft 7 (1968), S. 203

Chassisansicht des „Transmira"

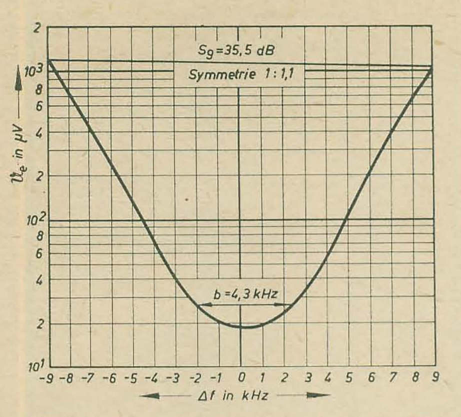
UKW-Tuner

Der UKW-Tuner ist mit den Transistoren GF 132 als Vorstufe und GF 131 als selbstschwingende Mischstufe bestückt. Die Abstimmung erfolgt kapazitiv mittels Kombi-Drehko AM/FM. Der Tuner ist auf den Kombi-Drehko AM/FM montiert.

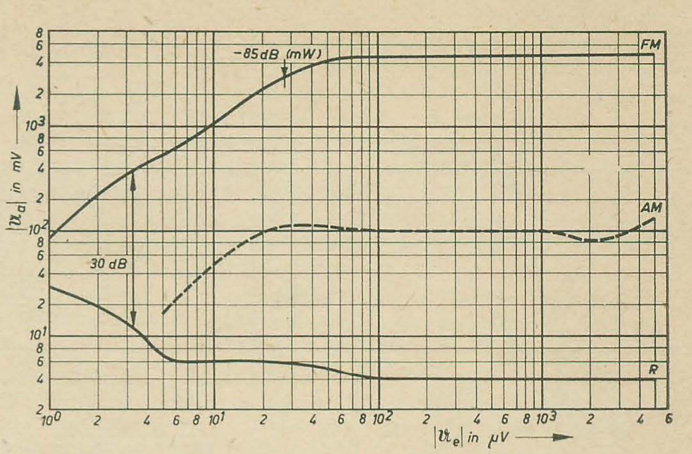


Alle Spannungen gegen Masse mit Röhrenvoltmeter Typ URV 3 gemessen. Die in Klammer (...) gesetzten Werte gelten für AM. ① Spannung gegen Anode D_{202} gemessen. ② Spannung gegen Plusspannung vom Tuner gemessen. ③ Spannung gegen Basis von T_1, T_2 gemessen

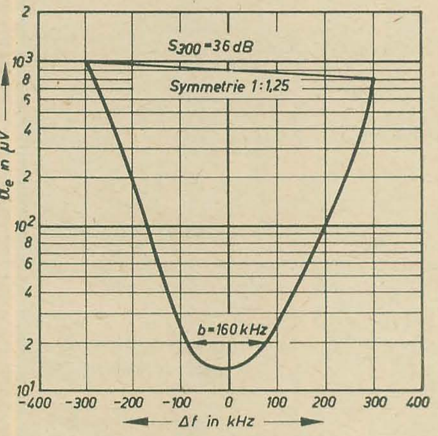
Stromlaufplan des „Transmira"



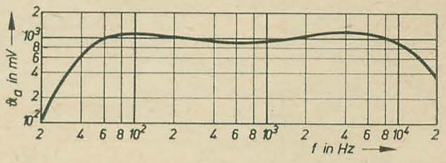
HF-Durchlaßkurve über Kunstantenne. f_e = 1 MHz bei 20 dB



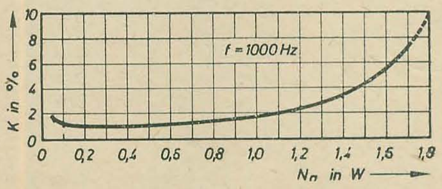
Signal/Rausch- und AM-Dämpfungsverhältnis (mit Ohrkurvenfilter gemessen)



HF-Durchlaßkurve. U_S = 1 V, f_e = 98 MHz



Frequenzgang des NF-Verstärkers, gemessen über 100 kΩ an TA, bezogen auf 10 dB unterhalb von $P_{a\,max}$, R_a = 8 Ω



Klirrfaktorkurven, gemessen über 100 kΩ an TA mit Abschlußwiderstand 8 Ω

ZF-Verstärkung

Der ZF-Verstärker ist mit drei Transistoren (3× GF 130) bestückt, wobei der T_{201} bei AM als selbstschwingende Mischstufe arbeitet. Die Transistoren T_{201} und T_{202} arbeiten in Emitterschaltung, der T_{203} in Basisschaltung. Die Basisspannung des Tuners und der ZF-Transistoren ist über einen Selenstabilisator (D_{202}) stabilisiert. Durch diese Stabilisierung ist das Gerät von 160···240 V Netzspannung betriebsfähig. Die Demodulation der AM- und FM-ZF erfolgt in bekannter Weise. Die Selektionsmittel im ZF-Verstärker wurden mit Standardbauteilen aufgebaut. Bei AM arbeitet der T_{202} als Regeltransistor. Die Diode D_{201} (GA 101) dient zur Unterstützung der Regelung des ZF-Verstärkers.

NF-Verstärker

Der NF-Verstärker ist mit fünf Transistoren bestückt. Der T_{204} (GC 117) arbeitet als Impedanzwandler. Damit wird die Anpassung an den Demodulator realisiert und ein hochohmiger Eingang für TA möglich. Der T_{205} (GC 116) arbeitet als Verstärkertransistor. Mit T_{206} (GC 116) wird die Treiberleistung für die eisenlose Endstufe aufgebracht. Die eisenlose Endstufe ist mit 2× GD 160 bestückt und arbeitet in Gegentakt-A-Reihenschaltung. Die eingesetzten Transistoren müssen nicht gepaart sein. Bei 220 V Netzspannung wird eine Ausgangsleistung größer 1 VA garantiert.

Netzteil

Als Netztransformator wird der Typ EI 54 eingesetzt. Die Primärwicklung ist für 220 V Netzspannung ausgelegt. Als Gleichrichter wird ein Selengleichrichter in Graetzschaltung verwendet.
Die Speisespannung der Endstufe wird am Ladekondensator direkt abgegriffen, während alle anderen Betriebsspannungen für die Verstärkerstufen über Siebglieder zusätzlich gesiebt werden.

Mechanischer Aufbau

Das Gerät ist unterteilt in Netzteil und einen Aufbau, der das eigentliche Chassis darstellt. In diesem Chassis ist die Leiterplatte als tragender Teil ausgebildet. Zwei auf dieser Leiterplatte aufgesetzte Seitenteile dienen als Träger für den UKW-Teil, die Anschlußbuchsen und den Antrieb bzw. als Träger für die NF-Transistoren und Lautstärkeregler. Ein als unteres Verbindungselement wirkender Schiebetastenschalter und die als oberes Verbindungselement dienende, gleichzeitig als Ferritträger und Betriebsanzeigenhalterung ausgebildete Strebe kennzeichnen zusammen mit den schon o. g. Teilen den mechanischen Aufbau des Geräts. Die elektrische Verbindung zwischen Netzteil und Chassis erfolgt durch eine Steckverbindung.

Alle aktiven Bauelemente (außer Tuner und Endstufentransistoren) befinden sich auf der Leiterplatte. So ist ein günstiger technologischer Fertigungsdurchlauf möglich. Die Leiterplatte kann unmittelbar nach der Tauchlötung dynamisch geprüft werden. Der ZF-Abgleich des Geräts wird bereits durchgeführt, wenn das Chassis noch nicht vollständig montiert ist.
Das Gerät ist auf Grund seiner gesamten Konzeption sehr servicefreundlich aufgebaut.

Technische Daten

Stromart:	Wechselstrom
Netzspannung:	220 V von 160···240 V funktionsfähig
Leistungsaufnahme:	≈ 15 VA
Wellenbereiche:	UKW: 87,5···100 MHz oder 88···108 MHz oder 66···73 MHz MW: 510···1620 kHz KW: 5,9···6,2 MHz (49-m-Band)
Anzahl der Kreise:	FM: 10, davon 2 kapazitiv veränderlich AM: 6, davon 2 kapazitiv veränderlich
Halbleiterbestückung:	GF 132, GF 131, 3× GF 130, GC 117, 2× GC 116, 2× GD 160, OA 721, 2× GA 109, 2× GA 101, Selenstabilisator
Netzgleichrichter:	Selenplattengleichrichter B 20/15-0,36 Y
Zwischenfrequenz:	AM: 455 kHz FM: 10,7 MHz
Ausgangsleistung:	> 1 VA
Abmessungen in mm:	450 × 130 × 130
Masse:	≈ 3,5 kg
Antennenanschlußbuchsen:	nach IEC für AM und FM
Anschlußbuchsen:	für Magnettongerät, Plattenspieler, Zusatzlautsprecher
eingebaute Antennen:	Ferritantenne für MW und KW, Hilfsantenne für UKW
Empfindlichkeiten:	UKW — 95 dB (mW) MW — 68 dB (V/m) KW — 90 dB (V)

Für den Service

Verschiedene Fehler an Fernsehgeräten

Die hier beschriebenen Fehler wurden bei Geräten vom Typ „Sibylle II" 53 TG 114 festgestellt und beseitigt. Die Erscheinungen lassen sich aber auch auf alle Geräte mit gleicher oder ähnlicher Schaltungstechnik übertragen.

F e h l e r e r s c h e i n u n g

Bild hatte oben die normale Größe, wurde nach unten schmal. Helligkeit schwach.

F e h l e r u r s a c h e

Es wurde ein Windungsschluß im Ablenksystem vermutet, der jedoch nicht bestätigt wurde. Röhrenwechsel blieb auch erfolglos. Die Boosterkondensatorprüfung erfolgte durch Spannungsmessung am gezogenen Katodenklipp der PY 88. Der Zeilentrafo wurde auch probeweise gewechselt. Bei den Messungen fiel die Horizontalendstufe gänzlich aus. Der Boosterkondensator hatte Schluß bekommen. Nachdem er gewechselt worden war, arbeitete die Horizontalendstufe wieder einwandfrei. Das Bild hatte auch wieder seine normale Form und Größe. Dieses Beispiel zeigt, daß eine rein statische Prüfung des Boosterkondensators keine exakte Auskunft über seinen Zustand gibt.

F e h l e r e r s c h e i n u n g

Helligkeitsausfall nach einiger Zeit.

F e h l e r u r s a c h e

Schirmgitterspannung und Gitterspannung der PL 36 waren in Ordnung. Boosterdiode und -kondensator gaben auch keine Anhaltspunkte. Die Anodenbleche der PL 36 begannen zu glühen. Es lag Windungsschluß im Hochspannungswickel vor. Äußerlich war der Hochspannungsspule nichts anzusehen.

F e h l e r e r s c h e i n u n g

Vertikale Bildamplitude zu gering.

F e h l e r u r s a c h e

Der Röhrenwechsel auf der Vertikalplatte brachte keine Änderungen. Die Spannungen am Sperrschwinger und an der Bildendstufe lagen in vernünftigen Grenzen. Die automatische Bildhöhenstabilisierung und der Gegenkopplungszweig waren fehlerlos. Die Bauelemente R_{529}, C_{511} und C_{512} erwiesen sich als in Ordnung. Der Verdacht eines defekten Ablenksystems bestätigte sich nicht. Mit einem Vielfachmesser (20 kΩ/V) und einem vorgeschalteten Kondensator wurde die Wechselspannung von Tr_{501} bis zum Gitter der PL 84 verfolgt. Dabei stellte sich heraus, daß R_{515} (390 kΩ) hochohmig geworden war (Bild 1).

F e h l e r e r s c h e i n u n g

Bildfrequenz läßt sich nur sehr schwer synchronisieren und ist sehr labil.

F e h l e r u r s a c h e

Röhrenwechsel war erfolglos. Spannungsmessungen auf der Vertikalkippplatte gaben auch keine Anhaltspunkte. Ein Wechsel der frequenzbestimmenden Bauelemente änderte nichts an dem labilen Zustand. Die Bauelemente C_{405}, C_{406}, R_{501}, C_{501} und R_{502} waren in Ordnung. Spannungsmessungen am Amplitudensieb ergaben, daß die Schirmgitterspannung von $Rö_{401}$ fehlte. R_{405} war defekt. Die Zeilenfrequenz war trotzdem einwandfrei zu synchronisieren (Bild 2).

F e h l e r e r s c h e i n u n g

Vertikalauslenkung fast gänzlich ausgefallen, Bild noch etwa 0,5 cm hoch.

F e h l e r u r s a c h e

Der routinemäßige Röhrenwechsel brachte keinen Erfolg. Spannungsmessungen im Vertikalkippteil ergaben, daß die Anodenspannung des Vertikalsperrschwingers fast auf Null zusammengebrochen war. R_{629} war nicht defekt. Der Verdacht, daß der Sperrschwingertrafo (Tr_{502}) Masseschluß oder Primär-Sekundärwindungsschluß hat, erwies sich als falsch. Am Gitter der ECC 82 (2. System) konnte keine negative Spannung gemessen werden. Die Widerstände R_{506}, R_{507}, R_{508}, R_{509} waren in Ordnung. Als Fehlerursache ergab sich C_{504}, er hatte totalen Kapazitätsverlust (Bild 3).

P. Eschke

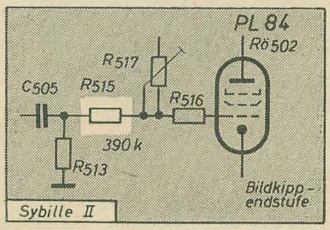


Bild 1

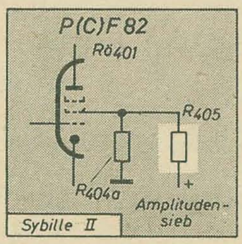
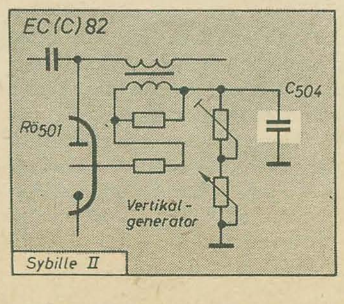


Bild 2

Bild 3



Service-Erfahrungen beim Turnier (NF-Teil schwingt)

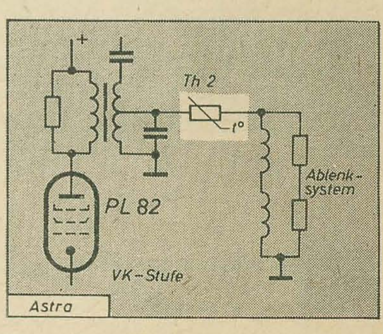
Bei dem beschriebenen Fehler im Heft 7 (1968), S. 209, braucht oft nur die am Gitterlötpunkt d vorbeiführende Lautsprecherleitung verlegt zu werden. Dann kann die PCL 82, deren Auswechseln ohnehin nicht in jedem Fall Erfolg verspricht, im Gerät bleiben.

E. Krafft

Schwingen der VK-Amplitude

Bei einem TV-Empfänger „Astra" trat nach drei Stunden ein Schwingen der VK-Amplitude auf. Die Katodenspannung der VK-Endröhre änderte sich im gleichen Rhythmus. Die Vermutung, daß der Fehler im Ablenksystem liege, bestätigte sich. Nach Erneuern von Th_2 (temperaturabhängiger Widerstand) arbeitete das Gerät wieder normal.

M. Graupner



„Donja 1201" leicht verrauscht

Trotz eines guten Eingangssignals und einer hohen Empfindlichkeit war das Bild leicht verrauscht. Beim Durchmessen der Regelleitung wurde festgestellt, daß $Rö_{2301}$ (EF 183) nicht geregelt wurde. R_{2333} 1,2 MΩ war defekt (Bild 1).

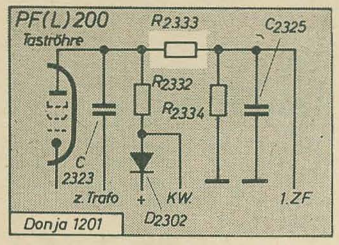


Bild 1

„Dürer 86" mit schlechter Vertikallinearität

Die PCL 85 der Bildendstufe schien verbraucht zu sein. Je größer das Bild durch R_{5619} gemacht wurde, um so unlinearer wurde es. Eine neue Röhre brachte jedoch keine Änderung, auch die Überprüfung aller Bauteile in der Endstufe blieb ergebnislos. Erst eine neue Ablenkeinheit führte zu vollem Erfolg, die Vertikalspulen hatten ohmmäßig zu hohe Werte.

„Donja 202" mit schlechtem Bild

Vom Kunden wurde beanstandet, daß das Bild ohne Kontrast war. In der ZF-Stufe waren sämtliche Spannungen innerhalb üblicher Toleranzen vorhanden, bis auf die Anodenspannung der letzten ZF-Stufe. Sp_{109} war unterbrochen; das Filter arbeitete also nur über den Bedämpfungswiderstand R_{118} (Bild 2).

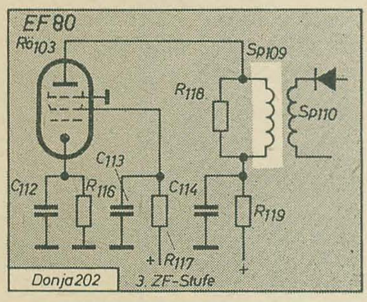


Bild 2

Horizontale Unlinearität beim „Astra"

Das Bild war insgesamt zu klein. In der Mitte stand senkrecht ein 2 cm breiter Balken, der durch übereinandergeschriebene Zeilen entstand. Die Horizontalendstufe wurde untersucht und mit einem 20-kΩ/V-Instrument auch die Vorspannung der PL 81 gemessen. Hierbei sprang das Bild sofort auseinander und war normal. Der 470-kΩ-Gitterableitwiderstand war defekt (Bild 3).

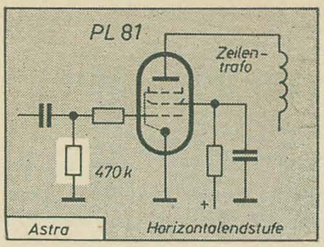


Bild 3

„Stadion" zeitweise ohne Synchronisation

Zeitweise setzte die Synchronisation aus. Im Amplitudensieb und im Begrenzer konnte kein Fehler festgestellt werden. Es konnte lediglich ein Abfall der Anodenspannung am Begrenzer bemerkt werden, wenn der Fehler auftrat. Als Fehlerursache erwies sich C_{657} in der Zeilenfangautomatik, dessen zeitweiser Schluß die Spannung am Begrenzer abfallen ließ und damit die Funktion störte (Bild 4).

G. Hartung

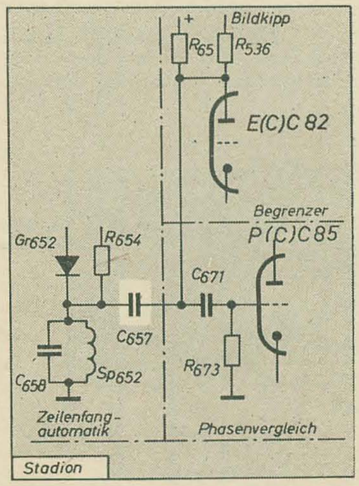


Bild 4

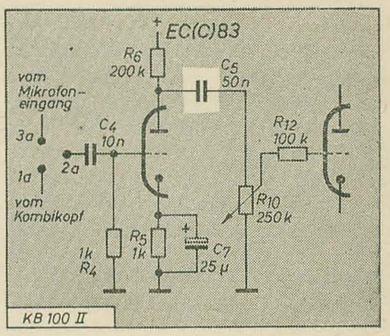
Vertikalablenkung fällt aus

An einem TV-Empfänger „Dürer" klappte nach kurzer Betriebszeit der untere Bildrand hoch und wurde allmählich etwa 5 cm breit. Danach setzte die Vertikalablenkung vollständig aus. Der Verdacht fiel auf den Koppelkondensator zwischen VK-Generator und Endstufe. Ein Austausch blieb jedoch ohne Erfolg. Eine Spannungsmessung ergab an der Anode und am Schirmgitter der ECL 82 nur 150 V. Nach einem Röhrenwechsel war der Fehler behoben. Die defekte Röhre (Telam) hatte einen direkten Schluß zwischen Gitter 1 und Katode des Pentodensystems, der sich nach kurzer Abkühlung wieder aufhob.

Kratzen beim Betätigen der Lautstärke

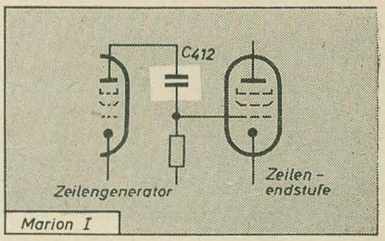
Bei einem Tonbandgerät „KB 100 II" wird das Potentiometer R_{10} bei Aufnahme als Mikrofoneingangsregler und bei Wiedergabe als Lautstärkeregler verwendet. Wurde R_{10} bei Wiedergabe betätigt, waren starke Kratzgeräusche im eingebauten Lautsprecher zu hören, während bei Aufnahme sich diese Geräusche nicht auf dem Band aufzeichneten. Eine Behandlung der Schleifbahn mit Wellenschalteröl „d" blieb ohne Erfolg. Als Ursache wurde C_5 ermittelt, der einen schlechten Isolationswiderstand hatte. Nach Auswechseln von C_5 lief das Gerät wieder einwandfrei.

G. Prager



Keine Helligkeit

Kurz nach dem Einschalten fing bei einem „Marion I" das Anodenblech der Zeilenendstufe PL 36 an zu glühen. Ein Fehler im Zeilengenerator wurde vermutet. Die Generatorröhre PCF 82 wurde erneuert, was jedoch ohne Erfolg blieb. Beim Messen der Betriebsspannungen in der betreffenden Baustufe ergab sich eine zu niedrige Anodenspannung des Pentodensystems. Der Koppelkondensator C_{412} vom Zeilengenerator zur Zeilenendstufe hatte Schluß.



Dieser Fehler trat auch schon auf eine andere Art und Weise in Erscheinung. Das Gerät spielte zunächst einwandfrei, und plötzlich setzte die Helligkeit aus. Das Anodenblech glühte ebenfalls auf. Dabei bekam dieser Kondensator bei Erwärmung des Gerätes Schluß.

J. Brendler

Digitalrechner bei der Entwicklung elektronischer Geräte Teil 2

Dipl.-Ing. J. MATSCHKE

Im Teil 1 wurden allgemeine Probleme für den Einsatz von Digitalrechnern bei der Entwicklung elektronischer Geräte behandelt. Es wurden die Aufgaben von Technikern und Mathematikern bei der Programmierung sowie der Unterschied zwischen Analyse- und Syntheseprogrammen erörtert. Als Beispiel für ein Syntheseprogramm wurde die Berechnung der Bauelemente eines bistabilen Multivibrators mit Transistoren besprochen. In diesem Heft wird das Beispiel mit den für die Programmierung notwendigen Vorüberlegungen fortgesetzt.

5.2. Vorbereitende Überlegungen für die Programmierung

- Für einen Teil des Lösungsweges existieren klar formulierte Gln. (1)···(9), deren Programmierung keine besonderen Schwierigkeiten bereitet.
- Das grafische Verfahren eignet sich nicht ohne weiteres für die Abarbeitung mittels Digitalrechner. Es muß dafür ein analytisches Verfahren entwickelt werden.

5.2.1. Vorbereitung der Gln. (1)···(9) für die Programmierung

Zunächst erfolgt die Umwandlung der Gleichungen in zugeschnittene Größengleichungen.

Eine Größengleichung wird zugeschnitten, indem man jede variationsfähige Größe mit ihrer Maßeinheit erweitert. Dabei wird die im Nenner des Erweiterungsfaktors stehende Maßeinheit so gewählt, daß sie gleich der gewünschten Maßeinheit wird, während die im Zähler stehende gleich der im Nenner gewählt werden muß, aber über Zehnerpotenzen durch Grundmaßeinheiten ausgedrückt wird (leichteres Kürzen). Konstante Größen werden durch Zahlenwert × Maßeinheit ausgedrückt. Danach werden alle in den Zählern stehenden Maßeinheiten herausgekürzt, die verbleibenden Zahlenwerte zusammengefaßt und die Schrägbruchstrich-Schreibweise eingeführt.

Beispiel 1: Zuschneiden der Gl. (6)

$$R_{B1\,aus} = \frac{(U_{BB} - U_{BE\,aus\,1})\,R_{K1}}{-U_{CE\,rest\,2} - I_{CBO\,max\,1}\,R_{K1} + U_{BE\,aus\,1}}$$

$$R_{B1\,aus}\,\frac{10^3\,\frac{V}{A}}{k\Omega} = \frac{\left(U_{BB}\,\frac{V}{V} - U_{BE\,aus\,1}\,\frac{V}{V}\right) R_{K1}\,\frac{10^3\,V/A}{k\Omega}}{-U_{CE\,rest\,2}\,\frac{V}{V} - I_{CBO\,max\,1}\,\frac{10^{-3}\,A}{mA}\,R_{K1}\,\frac{10^3\,V/A}{k\Omega} + U_{BE\,aus\,1}\,\frac{V}{V}}$$

$$R_{B1\,aus}\,\frac{\cancel{10^3\,\frac{V}{A}}}{k\Omega} = \frac{\left(U_{BB}\,\frac{\cancel{V}}{V} - U_{BE\,aus\,1}\,\frac{\cancel{V}}{V}\right) R_{K1}\,\frac{\cancel{10^3\,\frac{V}{A}}}{k\Omega}}{-U_{CE\,rest\,2}\,\frac{\cancel{V}}{V} - I_{CBO\,max\,1}\,\frac{\cancel{10^{-3}\,A}}{mA}\,R_{K1}\,\frac{\cancel{10^3\,\frac{V}{A}}}{k\Omega} + U_{BE\,aus\,1}\,\frac{\cancel{V}}{V}}$$

$$R_{B1\,aus/k\Omega} = \frac{(U_{BB/V} - U_{BE\,aus\,1/V})\,R_{K1/k\Omega}}{-U_{CE\,rest\,2/V} - I_{CBO\,max\,1/mA}\,R_{K1/k\Omega} + U_{BE\,aus\,1/V}}$$

Beispiel 2: Zuschneiden der Gl. (4)

$$C_{K2} = \frac{0{,}318}{f_g\,R_{C2}}$$

$$C_{K2}\,\frac{10^{-9}\,\frac{As}{V}}{nF} = \frac{0{,}318}{f_g\,\frac{10^6\,\frac{1}{s}}{MHz}\,R_{C2}\,\frac{10^3\,\frac{V}{A}}{k\Omega}}$$

$$C_{K2/nF} = \frac{0{,}318}{f_{g/MHz}\,R_{C2/k\Omega}}$$

Die Ergebnisse stellen schreibtechnisch umfangreichere Ausdrücke als die Ausgangsgleichungen dar, haben aber den Vorteil, daß jetzt alle Größen auf ihre Maßeinheiten bezogen sind und jeder so normierte Ausdruck nur noch einen reinen Zahlenwert darstellt.

Der reine Zahlenwert ist die Form, die der Digitalrechner ohne weiteres verarbeiten kann. Bei größeren Ausdrücken ist jedoch die Form der zugeschnittenen Größengleichungen in der Schreibweise zu aufwendig. Es ist daher besser, die zugeschnittene Größengleichung in eine vereinfachte Form zu überführen:

$$C_{K2/nF} = \frac{0{,}318}{f_{g/MHz}\,R_{C2/k\Omega}}$$

$$C_{K2/nF} \rightarrow C_{K2}^{\bullet}$$

$$f_{g/MHz} \rightarrow f_g^{\bullet}$$

$$R_{C2/k\Omega} \rightarrow R_{C2}^{\bullet}$$

Damit erhält man die zugeschnittene Größengleichung in Punktform:

$$C_{K2}^{\bullet} = \frac{0{,}318}{f_g^{\bullet}\,R_{C2}^{\bullet}}$$

Diese Form ist wesentlich einfacher und ähnelt stark der reinen Größengleichungsschreibweise. Der Punkt weist erinnernd darauf hin, daß eine Tabelle besteht, in der die Maßeinheiten erfaßt sind, in denen die einzelnen Größen gemessen werden.

Es gibt eine ganze Reihe von Größengleichungen, die sich in der zugeschnittenen Größengleichung in Punktform nur durch den Punkt an den Größen von der reinen Größengleichung unterscheiden. Man kann schließlich den Punkt wieder weglassen (Vereinfachung der Schreibweise) und vereinbaren, daß die Auswertung dieser Gleichungen durch Einsetzen der reinen Zahlenkoeffizienten vorgenommen werden kann, wenn man über die Form der zugeschnittenen Größengleichung als Zwischenstufe die Maßeinheiten der einzelnen Größen festgelegt und in einer Tabelle erfaßt hat.

Beim Beispiel unserer Bivibratorberechnung kann man bei allen zugeschnittenen Gleichungen den Punkt wieder weglassen und die reinen Größengleichungen in Verbindung mit der Tabelle der festgelegten Maßeinheiten für die einzelnen Größen verwenden.

Für die Gln. (1)···(9) ergibt sich folgende Tabelle:

Größe	Maßeinheit
Spannung	V
Stromstärke	mA
Widerstand	kΩ
Kapazität	nF
f_g	MHz

Nach dem Vorgang des Zuschneidens bzw. des Festlegens der zu verwendenden Maßeinheiten werden die innerhalb einer Aufgabenstellung konstanten Ausdrücke wie z. B. U_{CC}, U_{BB}, $U_{BE\,ein}$, $I_{CBO\,max}$ usw. durch Substitution zu Sammelkonstanten zusammengefaßt, so daß die prinzipielle Funktionsform sichtbar wird.

Dieser Vorgang soll am Beispiel der Gl. (5) demonstriert werden.

$$R_{B1\,ein} = \frac{U_{BE\,ein\,1} - U_{BB}}{\frac{U_{CC2} - U_{BE\,ein\,1}}{R_{C2} + R_{K1}} - \frac{U_{CC1} - U_{CE\,rest\,1}}{R_{C1}\,B_{min\,1}}}$$

$$R_{B1\,ein} = \frac{(U_{BE\,ein\,1} - U_{BB})\,R_{C2} + (U_{BE\,ein\,1} - U_{BB})\,R_{K1}}{U_{CC2} - U_{BE\,ein\,1} - \frac{U_{CC1} - U_{CE\,rest\,1}}{R_{C1}\,B_{min\,1}}\,R_{C2} - \frac{U_{CC1} - U_{CE\,rest\,1}}{R_{C1}\,B_{min\,1}}\,R_{K1}}$$

$$R_{B1\,ein} = \frac{a_1 R_{C2} + a_1 R_{K1}}{c_1 + d_1 R_{K1}}$$

Man erhält damit

$$R_{B1\,ein} = \frac{b_1 + a_1 R_{K1}}{c_1 + d_1 R_{K1}} \qquad (5a)$$

Anschließend muß die Festlegung der Schwankungsbereiche der auftretenden Größen erfolgen. Diese Bereichsfestlegung ist wichtig, um den Rechner nicht durch Unachtsamkeit zu überfordern (Stellenüberlauf, Unstetigkeitsstellen in den Funktionen usw.).

Die Schwankungsbereiche ergeben sich aus Überlegungen, welche Werte der einzelnen Größen üblich und perspektivisch möglich sind bzw. erwartet werden.

Im Beispiel wurden folgende Bereiche festgelegt:

$\lvert U_{CC/V} \rvert$	$= 1 \cdots 100$	
$\lvert U_{BB/V} \rvert$	$= 0 \cdots 100$	
$\lvert U_{BE\,ein/V} \rvert$	$= 0{,}2 \cdots 10$	
$\lvert U_{BE\,aus/V} \rvert$	$= 0{,}1 \cdots 1$	
$\lvert U_{CE\,rest/V} \rvert$	$= 0{,}01 \cdots 2$	
$\lvert I_{C/mA} \rvert$	$= 0{,}5 \cdots 10^3$	
$\lvert I_{CBO\,max/mA} \rvert$	$= 0{,}001 \cdots 1$	
B_{min}	$= 5 \cdots 200$	(Stromverstärkung in Emitterschaltung am Ende der Lebensdauer)
$f_{g/MHz}$	$= 0{,}001 \cdots 10^4$	(Grenzfrequenz in Basisschaltung)
p	= 0,2; 0,1; 0,05; 0,025	(prozentuale Widerstandstoleranz)

5.2.2. Umwandlung des grafischen Verfahrens in ein analytisches Verfahren

Zuerst erfolgt die Ermittlung des rechten Schnittpunktes zwischen der „ein"- und „aus"-Kurve (Bild 3). Dies könnte mittels einer quadratischen Gleichung für R_K erfolgen. Es wurde aber bewußt ein Schnittpunkteinkreisungsverfahren gewählt, um ein allgemeingültiges Prinzip anzuwenden. Außerdem werden Teile dieses Rechenabschnitts (Berechnung von $R_{B\,ein}$ und $R_{B\,aus}$) noch mehrmals im Stil eines Unterprogramms benötigt.

Bei der Untersuchung der beiden Funktionen $R_{B\,ein} = f(R_K)$ und $R_{B\,aus} = f(R_K)$ zeigt sich, daß die $R_{B\,ein}$-Funktion rechts vom gesuchten Schnittpunkt einen einfachen Pol besitzt, bei dem die $R_{B\,ein}$-Werte über alle Maßen groß werden und einen Stellenüberlauf hervorrufen können. Gleichzeitig bietet aber die Polstelle die Möglichkeit, einen ersten Anhaltspunkt für die Lage des Schnittpunktes zu gewinnen. Die Polstelle läßt sich sehr einfach durch Nullsetzen des Nenners berechnen und ergibt sich zu

$$R_{K\,Pol} = -\frac{c}{d}$$

Hat man diese Polstelle errechnet, so weiß man, daß der R_K-Wert der gesuchten Schnittstelle kleiner als $R_{K\,Pol}$ sein muß.

Es wird nun R_K zu $R_{K\,Pol} \cdot 0{,}5$ gesetzt und festgestellt, ob dieser Wert links oder rechts vom gesuchten Schnittpunkt liegt. Diese Probe wird durch folgenden Ausdruck übernommen:

$$R_{B\,ein} - R_{B\,aus} < 0 \; ?$$

Bei positivem Ausdruck liegt der gewählte R_K-Wert noch rechts vom Schnittpunkt, und es wird der bisher gewählte R_K-Wert anschließend noch einmal halbiert.

Wird der Ausdruck negativ, so liegt der R_K-Wert bereits links vom Schnittpunkt, und der nächste Probe-R_K-Wert wird aus

$$R_{K2} + 0{,}5\,(R_{K1} - R_{K2})$$

gebildet.

$R_{K1} \triangleq$ rechts vom Schnittpunkt liegender R_K-Wert, der die bisher beste Annäherung an den Schnittpunkt von rechts ergibt

$R_{K2} \triangleq$ links vom Schnittpunkt liegender R_K-Wert, der die bisher beste Annäherung an den Schnittpunkt von links ergibt

Damit läuft der Probe-R_K-Wert wieder nach rechts und nähert sich wieder dem Schnittpunkt.

Wird der Schnittpunkt jetzt nach rechts überschritten, so wird der Probe-R_K-Wert aus

$$R_{K1} - 0{,}5\,(R_{K1} - R_{K2})$$

gebildet, und damit beginnt der Probe-R_K-Wert wieder auf den Schnittpunkt zuzulaufen.

Durch die ständige Mittelwertbildung

$$R_{K2} + 0{,}5\,(R_{K1} - R_{K2}) = 0{,}5\,(R_{K1} + R_{K2})$$

$$R_{K1} - 0{,}5\,(R_{K1} - R_{K2}) = 0{,}5\,(R_{K1} + R_{K2})$$

zwischen den jeweils zur Zeit günstigsten rechten und linken R_K-Werten wird der Schnittpunkt Schritt für Schritt eingekreist.

Gibt man einen Schrankenwert $\varepsilon_1 = 0{,}01 \cdot R_{B\,ein}$ vor (das bedeutet, daß $\varepsilon_1 = 1\,\%$ von $R_{B\,ein}$ beträgt), so liegt der Probe-R_K-Wert dann innerhalb des Schrankenbereichs des Schnittpunktes, wenn

$$\lvert R_{B\,ein} - R_{B\,aus} \rvert - \varepsilon_1 < 0$$

ist. Wird dieser Probeausdruck zum erstenmal negativ, so ist der Schnittpunkt gefunden.

Anschließend geschieht die Einfügung des Toleranzvierecks in die erlaubte Fläche. Zunächst erfolgt ein hinreichend großer Schritt vom Schnittpunkt aus nach links. Die Schrittweite muß abhängig sein von der Größe des Schnittpunkt-R_K-Wertes (R_{Ks}) und von der Widerstandstoleranz p. Man bildet

$$R_K = R_{Ks} - n\,p\,R_{Ks} = R_{Ks}\,(1 - n\,p)$$

Es hat sich als günstig erwiesen, $n_{Anfang} = 3$ zu wählen. Zu diesem R_K-Wert wird dann der nächstliegende Normwert R_{KN} aufgesucht. Bei diesem Wert werden $R_{B\,ein}$ und $R_{B\,aus}$ berechnet.

Aus $0{,}5\,(R_{B\,ein} + R_{B\,aus})$ erhält man einen R_B-Wert, der in der Mitte der Strecke innerhalb der erlaubten Fläche liegt, die sich über R_{KN} befindet. Jetzt wird auch zu diesem R_B-Wert der nächstliegende Normwert R_{BN} aufgesucht.

Damit hat man ein Wertepaar R_{KN}, R_{BN} ermittelt, dessen Koordinatenpunkt innerhalb der erlaubten Fläche liegt und das aus Normwerten besteht.

Die innerhalb des Toleranzbereichs dieser beiden Normwerte möglichen Widerstandswertepaare ergeben in der grafischen Darstellung das Toleranzviereck. Die Eckpunkte dieses Vierecks berechnen sich wie folgt:

Eckpunkt 1 (links oben)

$$R_{B1e} = R_{BN\,max} = R_{BN}\,(1 + p)$$
$$R_{K1e} = R_{KN\,min} = R_{KN}\,(1 - p)$$

Eckpunkt 3 (rechts unten)

$$R_{B3e} = R_{BN\,min} = R_{BN}\,(1 - p)$$
$$R_{K3e} = R_{KN\,max} = R_{KN}\,(1 + p)$$

Analog berechnen sich die beiden anderen Eckpunkte.

Aus der Krümmungstendenz der „ein"- und „aus"-Kurve ist ersichtlich, daß man nur die Eckpunkte 1 und 3 überprüfen muß. Liegen diese beiden Eckpunkte innerhalb der erlaubten Fläche, so liegen auch alle anderen Punkte des Toleranzvierecks in dieser Fläche.

Liegt einer der beiden kritischen Eckpunkte noch nicht innerhalb der erlaubten Fläche, so wird die R_K-Schrittweite vom Schnittpunkt aus vergrößert und der ganze Rechenprozeß so lange wiederholt, bis das Toleranzviereck vollständig in der erlaubten Fläche liegt.

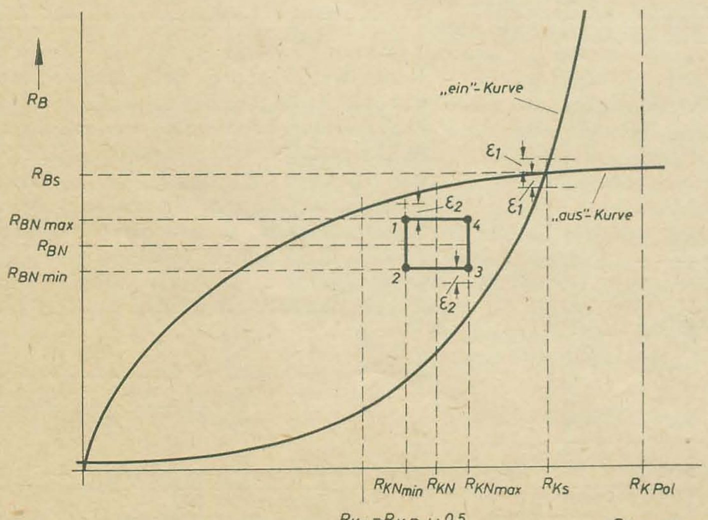


Bild 3: R_B-R_K-Diagramm mit Darstellung der wichtigsten Kenngrößen und Einzelheiten

Impulsgenerator mit Komplementärtransistoren

Bild 1 zeigt eine astabile Multivibratorschaltung mit Komplementärtransistoren; sie enthält nur einen zeitbestimmenden Kondensator.
Nach Anlegen der Betriebsspannung sind zunächst beide Transistoren stromlos, und die Kapazität C wird aufgeladen. Sobald das Potential des oberen Belages von C den durch den Spannungsteiler festgelegten Pegel überschreitet, beginnt der pnp-Transistor Strom zu führen. Dadurch erhält der npn-Transistor Basisstrom. Er steuert ebenfalls durch und verstärkt mit seinem Kollektorstrom den Basisstrom des pnp-Transistors. Durch diesen Rückkopplungsvorgang werden beide Transistoren völlig durchgeschaltet, und der Kondensator C entlädt sich über den 820-Ω-Widerstand, an dem ein negativer Ausgangsimpuls abgegriffen wird. Nach der Entladung des Kondensators reicht der geringe über den 100-kΩ-Widerstand (zur Verlängerung und Steuerung der Pausenzeit kann ein Potentiometer in Reihe geschaltet werden) zufließende Strom nicht aus, um die Transistoren leitend zu halten. Sie sperren, womit der Zyklus von neuem beginnt.

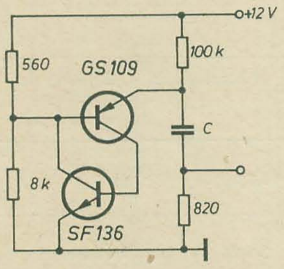
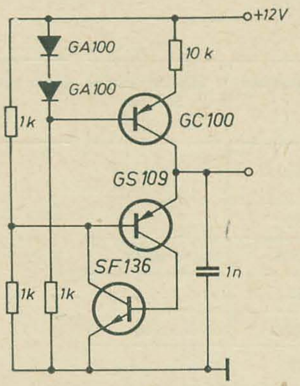


Bild 1: Astabile Schaltung zur Erzeugung von negativen Nadelimpulsen (der Emitter-Kollektor-Widerstand des SF 136 beträgt nicht 8 kΩ, sondern 1,8 kΩ)

Bild 2: Verbesserte Schaltung zur Erzeugung linearer Sägezahnimpulse ▶



Der Ausgangsimpuls hat die Form eines negativen Nadelimpulses. Bei der vorliegenden Dimensionierung beträgt die Amplitude etwa 8 V; die Steilheit der Vorderflanke ist oberhalb 10 kHz besser als 10 ns/V. Die Rückflanke des Impulses wird von der Entladezeitkonstante bestimmt. Am Kollektor des npn-Transistors können gleichzeitig negative Rechteckimpulse abgegriffen werden. Die Steilheit der Vorderflanke entspricht der der Nadelimpulse; die Rückflanke erreicht eine Steilheit von weniger als 150 ns/V. Die Periodendauer ist der Kapazität C nahezu proportional. Experimentell konnte festgestellt werden, daß dieser „Proportionalitätsfaktor springt", wenn infolge niedriger Frequenzen der Einsatz von Elektrolytkondensatoren erforderlich wird. Das ist auf den Reststrom dieser Kondensatoren zurückzuführen, der sich wegen der hochohmigen Dimensionierung (100-kΩ-Widerstand) auswirken kann. Das Tastverhältnis $t_i : T$ der Schaltung nach Bild 1 ist über einen weiten Frequenzbereich konstant. Bei hohen Frequenzen macht sich infolge der kurzen Impulszeiten insbesondere die Speicherzeit des Transistors SF 136 nachteilig bemerkbar, was naturgemäß zu einer Erhöhung des Tastverhältnisses führen muß.
Die Schaltung kann so abgeändert werden, daß sie positive Impulse abgibt. Dazu ist der 820-Ω-Widerstand, an dem der Ausgangsimpuls abgenommen wird, nicht in Reihe mit dem Kondensator, sondern in die Emitterleitung des npn-Transistors zu schalten. In dieser Form eignet sich die Schaltung u. a. zur Ansteuerung von Triggern, die auf positive Flanken ansprechen (z. B. bei pnp-Technik).
Wird der 820-Ω-Widerstand ganz weggelassen und die Ausgangsspannung am Emitter des pnp-Transistors abgegriffen, so arbeitet die Schaltung als selbstschwingender Sägezahngenerator, dessen ansteigende Flanken Teile einer Exponentialfunktion sind, da der Kondensator über einen Widerstand aufgeladen wird. Um einen linearen Anstieg zu erhalten, muß der Kondensator durch eine Konstantstromquelle aufgeladen werden. Bild 2 zeigt eine solche Schaltung. Die Konstantstromquelle wird von dem Transistor GC 100 in Verbindung mit den Dioden GA 100 und dem 1-kΩ- sowie dem 10-kΩ-Widerstand gebildet. Die beiden Dioden können durch einen Widerstand ersetzt werden, wodurch sich jedoch die Eigenschaften der Gesamtschaltung verschlechtern. Aufgabe dieser Dioden ist es, eine höhere Konstanz des Stroms zu gewährleisten sowie den Temperaturgang der Gesamtschaltung zu vermindern. Die Linearität des Anstiegs des Ausgangssignals kann bei der Schaltung nach Bild 2 als dem Aufwand entsprechend gut bezeichnet werden. Der Abfall vollzieht sich äußerst rasch, etwa 10 ns/V werden erreicht. Im Anfangsbereich des Anstiegs macht sich bei hohen Frequenzen die Speicherzeit des SF 136 wieder nachteilig bemerkbar. Bei Verwendung größerer Kapazitätswerte ist der Basisstrom des npn-Transistors zu begrenzen.
Die hier diskutierten Schaltungen können auch mit umgekehrter Polarität aufgebaut werden, wobei sich an der Funktionsweise nichts ändert. Zu beachten ist hierbei jedoch die niedrige zulässige Basis-Emitter-sperrspannung von Planartransistoren. Nötigenfalls ist eine Schutzdiode vorzusehen. Bei der Schaltung nach Bild 2 empfiehlt es sich dann, anstelle der Dioden GA 100 Si-Dioden einzusetzen, da als Stromquelle auch sinnvoll ein npn-Si-Transistor verwandt wird. Die Temperaturkompensation ist dann wirksamer.

G. Graichen

Literatur

Schaltbeispiele der Firma Intermetall, Ausgabe 1967

Aus der

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik, Elektroakustik, Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 9 (1968)

■ **Zuverlässigkeit als Fertigungs- und Betriebszuverlässigkeit**

■ **Über die Festlegung eines Zuverlässigkeitsparameters für Bauelemente mit hoher Genauigkeit**

■ **Praktische Anwendung neuer numerischer Verfahren zur Analyse linearer Netzwerke unter Berücksichtigung der Toleranzen der Schaltelemente. Teil III**

Nachdem in den Teilen I und II über die praktische Anwendung dieser Verfahren und Rechenprogramme bei passiven, kopplungsfreien Netzwerken berichtet wurde, behandelt der vorliegende Teil insbesondere die Anwendung bei Transistorschaltungen. Zugrunde gelegt wird dabei das Rechenprogramm für die EDVA Elliott NE 503. Am Beispiel einer RC-Schaltung mit drei aktiven Elementen werden die Rechenergebnisse ausgewertet.

■ **Funktionsformer vom Auswahltyp**

Gegenüber den Funktionsformern vom Additionstyp wird eine nichtlineare Abhängigkeit beim Funktionsformer vom Auswahltyp durch eine logische Auswahlschaltung approximiert. Der prinzipielle Aufbau spezieller und universeller Funktionsformer vom Auswahltyp wird beschrieben und deren Arbeitsweise an zwei berechneten Funktionsmustern erläutert.

■ **Zur Wellenparametertheorie symmetrischer RC-Filter**

In den letzten Jahren wurde für konzentrierte RC-Netzwerke die Wellenparametertheorie entwickelt. Für die Betriebsdämpfung von wellenparametrisch entworfenen RC-Filtern werden Abschätzungen und Grenzen angegeben. Für die einfachste Wellenwiderstandsklasse wird eine Dämpfungsschablone entwickelt.

■ **Lehrgang Pogrammierung**

Einführung in die Programmierung elektronischer Digitalautomaten für wissenschaftlich-technische Berechnungen der Nachrichtentechnik und Elektronik – ALGOL-Programmierung, 23. Fortsetzung

■ **Zur linearen Filterung bei der Übertragung von PCM-Signalen über Kabel**

■ **Frequenzvervielfachung mit Tunneldiode**

■ **Experimentelles Schaltverhalten von Feldeffekttransistoren**

Die Schaltzeiten von Feldeffekttransistoren werden in Abhängigkeit von Arbeitspunkt, Aussteuerung und Lastwiderstand untersucht. Die Meßergebnisse werden mit den aus der Literatur bekannten Formeln verglichen.

■ **Substratsteuerung von MOS-Transistoren**

■ **Koaxiale Leitungen mit hohem Wärmewiderstand für die Impulsübertragung in einen Kryostaten**

Die Eignung von Schallplattenabspielgeräten für Stereowiedergabe

Die dem internationalen Trend entsprechende Entscheidung des VEB Deutsche Schallplatte, zur ausschließlichen Produktion von Stereoschallplatten überzugehen, ist von großer Bedeutung. In Verbindung mit der Preissenkung für Stereoschallplatten wurden diese für einen bedeutend erweiterten Käuferkreis interessant, da jetzt der gleiche Preis wie für Monoplatten zu zahlen ist. Gleichzeitig mit dieser Entscheidung tritt bei vielen Besitzern älterer Plattenspieler die Frage der Verwertbarkeit ihrer Geräte auf.
Mit diesem Beitrag sollen einige oft noch unklare Vorstellungen beseitigt und eine Übersicht der möglichen Verwendbarkeit der verschiedenen Geräte gegeben werden.

Betrachten wir einige wichtige Punkte:

– Stereoschallplatten sind nur mit einem Stereoabtastsystem mit einwandfreiem Saphir (oder Diamant) abzuspielen, da sonst die Platte beschädigt wird. Bei abgenutzter Nadel ist das Auswechseln des Nadelträgers in einer Werkstatt möglich und wesentlich billiger als ein neues Stereosystem.
– Viele Geräte für Monowiedergabe (vor allem Koffergeräte) werden schon einige Zeit mit Stereosystemen ausgerüstet, um sie in Verbindung mit einem Stereoempfänger oder Verstärker zur Stereowiedergabe benutzen zu können.
– Monofone Mikrorillenplatten können auf jeden Fall mit Stereoabtastsystemen abgespielt werden. Man erhält allerdings nur eine monofone Wiedergabe.
– Normalrillenplatten (78 U/min) nicht mit Stereosystemen abtasten. Sollte dies gelegentlich gewünscht werden, so empfiehlt sich für diesen Fall bei Verwendung von Kristallsystemen der Einsatz eines monofonen Abtastsystems (KSMU 0162 Stellung N oder KSM 0161 N).

Verwendbarkeit und Austausch älterer Abtastsysteme

– Monosysteme der Standardbauform, d. h. die Systeme 3 MU, 4 M, KSM 0161 und KSMU 0162, sind mechanisch gegen Stereosysteme austauschbar. Zu empfehlen ist der Einsatz des Kristallstereosystems KSS 0163. Beim Einsatz dieses Systems anstelle der umschaltbaren Monosysteme 3 MU und KSMU 0162 ist zusätzlich ein Adapter für den Längenausgleich erforderlich.
– Beim Systemwechsel ist die Neueinstellung der Auflagekraft erforderlich. Sie soll etwa 5 p bei Verwendung des erwähnten Stereosystems betragen.
– Beim Austausch der bereits erwähnten Kristallsysteme KSM 0161 und KSMU 0162 gegen das Stereosystem KSS 0163 ist in der Regel keine Veränderung der Verdrahtung erforderlich. Beim Anschluß des so umgestellten Plattenspielers an ein

Tabelle 1

Hersteller	Gerätebezeichnung	Geräteart	Abtastsystem	Eignung zur Stereowiedergabe
Heli KG	P 1	Plattenspieler d. Bausteinserie	5 MSD	ja
Fa. Oelsner Leipzig	Soletta Stereo M 64	Stereokoffer mit Mono-Transistorverstärker	KSS 0162	
			KSMU 0261	vorbereitet
	Soletta Stereo	Stereokoffer	KSS 0162	ja
	Soletta de Luxe	Fonokoffer	KSMU 0261	vorbereitet
Delphin-Werk Pirna	Pirett	Verstärkerkoffer	KSS 0163	ja
			KSMU 0261	vorbereitet
	Piro	Fonokoffer		
	Duett	Verstärkerkoffer		
Fa. Ehrlich Pirna	Phonett	Verstärkerkoffer	KSS 0163	ja
	Starlet Karat	Fonokoffer	KSMU 0261	vorbereitet
		Zarge		
	Duo	Fonokoffer	KSS 0163	ja
	Solo	Verstärkerkoffer	KSS 0163	
	Domo Coro	Zarge	KSMU 0261	vorbereitet
		Chassis		
	Sonni	Verstärkerkoffer		vorbereitet
		Fonokoffer		
	Petti Cheri	Chassis		
	Billi	Verstärkerkoffer f. Batteriebetrieb	KSM 0161	vorbereitet
VEB Funkwerk Zittau	P 10	Chassis	TAMU 2	nicht geeignet
	P 10 K	Fonokoffer		
	P 10-33	Chassis	3 MU	vorbereitet
	P 10-33 K	Fonokoffer		

Hersteller	Gerätebezeichnung	Geräteart	Abtastsystem	Eignung zur Stereowiedergabe
	P 10-36	Chassis	KSS 0160	ja
	P 10-36 K	Fonokoffer		
	P 11-33	Tischgerät	3 MU	vorbereitet
	P 12-33 K	Fonokoffer		
	P 12-36	Chassis	KSS 0160	ja
	P 12-36 K	Fonokoffer		
	W 22	Wechsler (M 45)	4 M	nicht geeignet
	W 23			
	A 30			
	A 31	Automat (M 45)	4 M KSM 0161	vorbereitet[1]
	B 41	Automat für Batteriebetrieb	KSM 0161	
	Don Carlos	Wechsler	Kristall	nicht geeignet
	P 12-35 K	Fonokoffer	5 MS	ja
	P 12-39 K	Verstärkerkoffer	KSMU 0261	vorbereitet
	P 13-63 Z	Zarge	3 MU	
	P 13-63 K	Fonokoffer		
	P 14-64 K			
	P 15-63 K			
	P 15-64 K		4 M	
	P 15-65 K		5 MS	ja
	P 15-66 K		KSS 0162	
	P 15-68 K		KSM 0161	vorbereitet
	P 15-69 K		KSMU 0261	
	Miniphon	Verstärkerkoffer	KSS 0163	ja
	P 20-78 KW		KSM 0161	vorbereitet

Für Stereowiedergabe vorbereitete Geräte können grundsätzlich mit einem Abtastsystem für Stereoschallplatten betrieben werden, sind aber z. Z. mit einem System für Monoschallplatten (für Mikrorillen oder umschaltbar für Normal- und Mikrorillen) ausgerüstet. Bei dem Austausch der Systeme sind die oben genannten Hinweise zu berücksichtigen.

[1]) Die Umstellung dieser Geräte auf Stereobetrieb ist vorerst nicht erforderlich, da die Schallplatten M 45, für die diese Geräte eingerichtet sind, weiterhin als Monoplatten in den Handel gelangen.

monofones Rundfunkgerät ist in den meisten Fällen eine zusätzliche Parallelschaltung der beiden Kanäle des Abtasters erforderlich, um die Ausgangsspannungen beider Kanäle dem einen Wiedergabekanal zuzuführen. Sinngemäß gilt dies auch für die Umstellung von Fonokoffern (mit Wiedergabeteil) auf Stereobetrieb.

– Bei Anschluß des umgestellten Plattenspielers an ein Stereo-Rundfunkgerät kann es erforderlich sein, den Anschlußstecker auszutauschen.

– Bei Umstellung der mit den magnetischen Systemen 3 MU und 4 M ausgerüsteten Plattenspieler ist der Entzerrerübertrager aus dem Leitungszug zu entfernen.

– Der Einsatz des magnetischen Stereosystems MS 15 SD ist nur bei Geräten des Typs Ziphona P 13, P 14 und P 15 zu empfehlen, da hier die Motorabschirmung bereits eingebaut und das Chassis für den Einbau des erforderlichen transistorisierten Entzerrerverstärkers vorbereitet ist.

– Zur Vermeidung von Komplikationen ist es zweckmäßig, die Umstellung auf Stereobetrieb von einer Kundendienstwerkstatt ausführen zu lassen.

– Plattenspieler mit noch älteren Abtastsystemen lassen sich für Stereo nicht umrüsten und können deshalb auch nur zur Wiedergabe der alten Schallplatten eingesetzt werden.

Zweckmäßigkeit der Verwendung älterer Plattenspieler

Nach der Untersuchung der gegebenen Möglichkeiten zur Umrüstung älterer Plattenspieler für den Einsatz zur Stereowiedergabe muß hier die Frage nach der Zweckmäßigkeit eingeschätzt werden. Man muß sich darüber im klaren sein, daß die Umrüstung nur als Übergangslösung zu betrachten ist. Seit der Herstellung dieser Plattenspieler wurden wesentliche Verbesserungen der Laufeigenschaften (Drehzahlabweichungen, Tonhöhenschwankungen, Rumpelstörungen), des Tonarms, der nicht nur in gestalterischer Hinsicht besser wurde, und der Übertragungseigenschaften der Abtastsysteme erreicht. Letztere kommen auch nur in den besseren Plattenspielern zur Wirkung. Um diese bessere Qualität einschließlich der der Stereoschallplatten ausnutzen zu können, sollte man sich auf den Kauf eines neuen Plattenspielers einstellen. Für die Wiedergabe der auch später noch vorhandenen Monoplatten ist bei einem großen Bestand derartiger Platten die Verwendung des Monosystems KSM 0161 zu empfehlen. Das System hat die gleichen genormten Anschlüsse wie das Stereosystem und braucht nur ausgewechselt zu werden.

Seit 1967 sind nun auch hochwertige volltransistorisierte Wiedergabeanlagen im Angebot. Diese Stereoanlagen sind in der Tabelle 2 zusammengestellt.

In der Tabelle 1 sind die verschiedenen Plattenspieler und ihre Möglichkeiten zur Stereowiedergabe bzw. zur Umrüstung zusammengestellt.

L. Hähle

Tabelle 2: Stereowiedergabeanlagen mit System KSS 0163 (für Normalrillenplatten KSM 0161 N)

Hersteller	Gerätebezeichnung	Geräteart	Ausgangsleistung
VEB Funkwerk Zittau	Ziphona Polystar	transportable Anlage	2 × 6 W K = 10 %
	Ziphona Perfekt 406		2 × 6 W K = 10 %
	Ziphona Perfekt 506	Heimanlage	2 × 6 W K = 10 %
Fa. Ehrlich Pirna	Excellent	Heimanlage	2 × 4 W K = 5 %
Fa. Oelsner Leipzig	Stereo-Soletta de Luxe	transportable Anlage	2 × 1,2 W
Delphin-Werk Pirna	Belcanto	Heimanlage bzw. transportable Anlage	2 × 5 W K = 1 %
In Vorbereitung:			
Fa. Oelsner Leipzig	STV 2001	Heimanlage	2 × 6 W K = 2 %

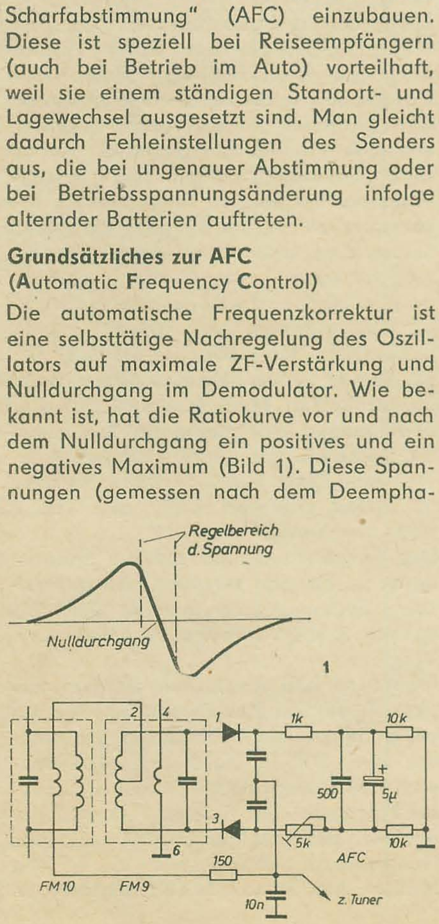
Einbauanleitung für AFC in Reiseempfänger

Sicher haben viele Bastler den Wunsch, in ihr UKW-Gerät eine „automatische Scharfabstimmung" (AFC) einzubauen. Diese ist speziell bei Reiseempfängern (auch bei Betrieb im Auto) vorteilhaft, weil sie einem ständigen Standort- und Lagewechsel ausgesetzt sind. Man gleicht dadurch Fehleinstellungen des Senders aus, die bei ungenauer Abstimmung oder bei Betriebsspannungsänderung infolge alternder Batterien auftreten.

Grundsätzliches zur AFC
(Automatic Frequency Control)

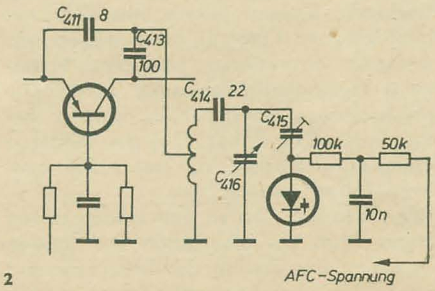
Die automatische Frequenzkorrektur ist eine selbsttätige Nachregelung des Oszillators auf maximale ZF-Verstärkung und Nulldurchgang im Demodulator. Wie bekannt ist, hat die Ratiokurve vor und nach dem Nulldurchgang ein positives und ein negatives Maximum (Bild 1). Diese Spannungen (gemessen nach dem Deemphasisglied gegen Masse) werden als Steuerspannungen für eine Abstimmdiode ausgenutzt. Diese vergrößert oder verkleinert ihre Sperrschichtkapazität bei einer positiv oder negativ angelegten Spannung. Für eine OA 910 beträgt sie 10 ··· 35 pF, je nach angelegter Steuerspannung. Der Diode wird ein Kondensator in Reihe geschaltet, der die Kapazitätsänderung der Reihenschaltung etwas herabsetzt. Diese Schaltung parallel zum Oszillatorkreis ergibt somit eine entsprechende Frequenzänderung.

1



Praktischer Einbau

Das LC-Verhältnis des Oszillatorkreises der Tuner von Vagant, R 112 u. ä. ist in bezug auf den Frequenzbereich sehr kritisch. Um also keine zusätzliche Kreiskapazität zu erhalten, wurde (im Mustergerät „Vagant" mit Tuner für Einstabantenne) der Trimmer C_{415} von Masse abgetrennt (Isolieren des Messingfederblechs auf dem Drehko) und über eine Diode OA 910 wieder auf Masse gelegt (Bild 2). Das RC-Glied 100 kΩ, 10 nF, 50 kΩ dient zur Entkopplung und Siebung der AFC-Steuerspannung. Die Steuerspannung wird einfach nach dem Deemphasisglied (R_{312}, C_{229}) abgegriffen und über die Siebkette auf die Diode geleitet.



2

Bild 1: Durchlaßkurve eines Ratiodetektors

Bild 2: Schaltungsänderung im Tuner

◀ **Bild 3: Schaltungsänderung im Ratiokreis**

Es bleibt der eigenen Initiative überlassen, ob man einen Schalter in die AFC-Leitung baut und die Automatik abschaltbar macht. Ist dies der Fall, so muß allerdings die Abstimmdiode kurzgeschlossen werden, da sonst unerwünschte ZF-Einstreuungen (Schwingneigung) auftreten könnten. Außerdem brummt dann das Gerät auf UKW, wenn es mit einem Netzteil (N 100) betrieben wird. Damit der Ratiokreis symmetrisch wird, muß vorher folgende Änderung vorgenommen werden (Bild 3): C_{231} (510 pF) aufteilen in 2× 250 pF und die Mitte an das Deemphasisglied legen; R_{222} (18 kΩ) aufteilen in 2 × 9 bzw. 10 kΩ und mit Mitte an Masse legen. Sollte nach Fertigstellung der Effekt der Frequenzänderung umgekehrt sein, so müßten die Anschlüsse 1 und 3 des Filters FM 9 vertauscht oder die Demodulatordioden umgedreht werden. Bei Umbau eines Tuners in Zweistabausführung (Stern 64) braucht nur das Parallel-C (15 pF) über die Diode an Masse geschaltet zu werden, und bei einem Tuner mit Luftdrehko (R-110-Transistor) wird es mit dem Trimmer ebenso gemacht.

Gunter Gran

Elektrisches Betriebsverhalten galvanischer Primärelemente

Hinweise für Anwender

Teil 2 und Schluß

Dipl.-Phys. CHR. SCHUBERT

Mitteilung aus der Abteilung Forschung und Entwicklung im VEB Berliner Akkumulatoren- und Elementefabrik

Bild 7 zeigt die Abhängigkeit der Entladedauer sowohl vom Entladewiderstand als auch von der Entladeschlußspannung. Hier wird der Hinweis im Bild 5 explizit bestätigt.

Im Bild 8 ist der Einfluß der Intermittierung auf die ausnutzbare Ah-Kapazität dargestellt. Die Kurven lassen direkte Schlüsse auf die Kosten je Betriebsstunde zu.

In den Bildern 9 und 10 werden Aussagen über den Innenwiderstand galvanischer Zellen gemacht. Die Auswertung des (hier stark vereinfachten) elektrischen Ersatzschaltbildes ist übrigens ein wichtiges Hilfsmittel zur Aufklärung der ablaufenden elektrochemischen Elektrodenreaktionen.

Die angegebene Kapazität liegt bei den praktisch angewendeten galvanischen Systemen zwischen 5 und 50 μF je cm^2 Elektrodenoberfläche.

Der komplexe Innenwiderstand verändert sich im Verlauf der Entladung in komplizierter Weise. Bei Leclanché-Zellen steigt der Gleichstrominnenwiderstand etwa auf das 10fache bis zum Ende der Entladung an. Der rein ohmsche Innenwiderstand (gemessen bei $\nu \geqq 10$ kHz) vergrößert sich im Verlauf der Entladung auf etwa das 2- bis 3fache [4].

Wichtig für das elektrische Betriebsverhalten ist auch der Einfluß der Lagerzeit und der Lagertemperatur. Bei der Lagerung der Elemente laufen bisher nur wenig bekannte Vorgänge ab. Vor allem spielt die Korrosion der Anode (hier die Zinkelektrode) eine wichtige Rolle. Da die Reaktionsgeschwindigkeit chemischer Reaktionen in exponentieller Weise von der Temperatur abhängt, ist es günstig, möglichst Lagertemperaturen knapp oberhalb des Erstarrungspunktes des Elektrolyten zu wählen. Hohe Lagertemperaturen führen außerdem zu schädlichen Feuchtigkeitsverlusten, die erhebliche Verminderungen der Strombelastbarkeit ergeben. Die charakteristischen Eigenschaften des Leclanché-Systems in Abhängigkeit von der Temperatur bzw. der Lagerzeit zeigen die Bilder 11 bis 15.

Es soll nicht unerwähnt bleiben, daß der Wunsch nach Verlängerung der Lebensdauer von Leclanché-Elementen zu Experimenten unterschiedlichster Art geführt hat, u. a. auch zur Regenerierung auf dem Wege der elektrischen Aufladung. Auf Grund von experimentellen Untersuchungen kann festgestellt werden, daß bei Anwendung spezieller Lade- und Entladeverfahren eine Kapazitätserhöhung auf das 2- bis 5fache zu erzielen ist. Jedoch wird diesem Effekt eine breite kommerzielle Nutzung versagt bleiben. Einmal erfordern die Lade- und Entladeverfahren teure Laboratoriumsgeräte bzw. elektronische Spezialladegeräte. Andererseits ist der Regeneriereffekt sehr wesentlich vom Entladezustand des Elements und von der Zeitspanne zwischen beendeter Entladung und Beginn der Regenerierung abhängig. Weiterhin sind regenerierte Leclanché-Elemente nur einige Tage bis zur Wiederverwendung lagerfähig.

Es zeichnet sich auch zukünftig bei diesem System keine Umwälzung in dieser Richtung ab, da bei dem benutzten Elektrolyten durch Korrosionsprodukte am Zink und im Verlauf weniger Lade-Entladezyklen sich bildende irreversible Entladeprodukte am Braunstein die Regenerierfähigkeit des Systems a priori begrenzt wird. Die Korrosion der Anode müßte im verwendeten Elektrolyten (pH-Wert 4–5) um ein bis zwei Größenordnungen verringert werden, um zu einem garantiefähigen Erzeugnis zu gelangen. Gegenwärtig sind die für diese geforderte Korrosionsverminderung ohne Einschränkung der elektrischen Belastbarkeit des Elements notwendigen Inhibitoren auf wissenschaftlicher Grundlage unbekannt.

Eine Alternative zu diesem Problem eines relativ billigen regenerierfähigen Systems stellt das alkalische Braunstein-Zink-System dar, da auf Grund des elektrochemischen Aufbaus die Voraussetzung für eine Regenerierung gegeben ist. Solche Elemente befinden sich aber noch in der Laborentwicklung, wenn man von einigen Typen auf dem USA-Markt absieht.

Vergleich zu anderen galvanischen Systemen

Die Bilder 16a und 16b zeigen die typischen Entladekurven der wichtigsten hier vergleichbaren galvanischen Systeme. Auf Grund der unterschiedlichen Ausführungsformen wurde für die Entladebedingung die spez. Volumenstromdichte gewählt. Die Entladekurven würden sich ergeben, wenn unabhängig von der Art des betrachteten Systems jeweils eine Zelle mit dem Volumen 1 cm^3 mit der angegebenen mittleren Stromstärke (zeitlicher Mittelwert) kontinuierlich entladen würde. Die angegebenen Stromdichten würden bei der Größe R 20 (Monozelle) den mittleren Entladestromstärken von etwa 500 bzw. etwa 150 mA entsprechen.

Allgemein läßt sich zu den Entladekurven sagen, daß bei alkalischen und sauren Systemen der Einfluß der Intermittierung gegenüber dem Leclanché-System relativ gering ist.

Das mit O_2(C)/KOH/Zn angegebene System ist eine Abart des Brennstoffelements (nicht regenerierfähiges Hybridsystem). Bei diesem System sind verschiedene Varianten als Einzelzelle und auch als Batterie möglich. Der Vorteil dieses Systems liegt einmal in der günstigen Energiedichte, die mit der des rohstoffaufwendigen Spezialelements Hg, HgO/KOH/Zn (Mallory-Zelle) vergleichbar ist, und zum anderen in seiner im Verlauf des Entladens konstanten Arbeitsspannung. Das erwähnte System braucht allerdings zur Aufrechterhaltung seiner Arbeitsfähigkeit geringe Mengen Luftsauerstoff. Der Zugang des Luftsauerstoffs zum Element ist in der Mehrzahl der Anwendungsfälle ausreichend, z. B. genügt die „Undichtigkeit" einer spritzwassergeschützten elektrischen Armbanduhr, um ein galvanisches Element der beschriebenen Art in der Uhr arbeitsfähig zu erhalten.

Prinzipiell sind auch regenerierfähige alkalische Luftsauerstoff-Zink-Elemente möglich, wobei zum Aufladen der Zinkelektrode meist eine Hilfselektrode erforderlich ist. Baugrößen für dieses System werden bei 0,1 kWh bis etwa 25 kWh liegen. An diesem sogenannten Leichtakkumulator wird in allen bedeutenden Industriestaaten gearbeitet.

Einige Bemerkungen noch zum alkalischen Braunstein-Zink-Element. Durch Verwendung des alkalischen Elektrolyten ergibt sich gegenüber dem Leclanché-System bei sonst prinzipiell gleichen Ausgangsrohstoffen eine erhöhte Energiedichte, verbesserte Dauerbelastbarkeit und besseres Verhalten bei tieferen Temperaturen. Die konstruktiven Aufwendungen für dieses System sind relativ hoch, da die Abdichtung für konzentrierte Kalilauge als Elektrolyt erheblich schwieriger zu meistern ist als bei neutralem bzw. schwach saurem Elektrolyten des Leclanché-Systems. Der als Katode verwendete Braunstein besitzt im alkalischen Medium unter speziellen Bedingungen eine begrenzte Reversibilität. Deshalb wurden auch schon Sekundärelemente dieses Systems gebaut, die etwa 50 Zyklen erreichen sollen, wie bereits oben erwähnt wurde.

Der Temperatureinfluß auf die Entladedauer ist bei den verschiedenen galvanischen Systemen unterschiedlich (Bild 17). Tabelle 2 zeigt wichtige Parameter zum Vergleich.

Ergänzend soll festgestellt werden, daß das Silberoxid-Zink-Primärelement nur bei ganz speziellen Problemen angewendet wird, z. B. in elektrischen Armbanduhren, für fotografische Zwecke u. a. Dieser Typ besitzt bei tieferen Temperaturen bessere Betriebseigenschaften als das Quecksilberoxid-Zink-System der Firma Mallory. Auf Grund des Silbereinsatzes in

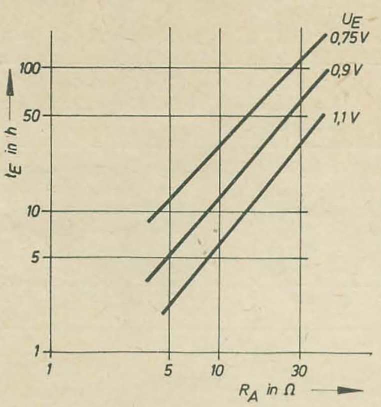


Bild 7: Entladedauer t_E in Abhängigkeit vom Entladewiderstand R_A bei verschiedenen Entladeschlußspannungen U_E (kontinuierliche Entladung, 20 °C, Zelltyp: R 20 – BAE Nr. 204 für Beleuchtung, Frischentladung, Raumtemperatur)

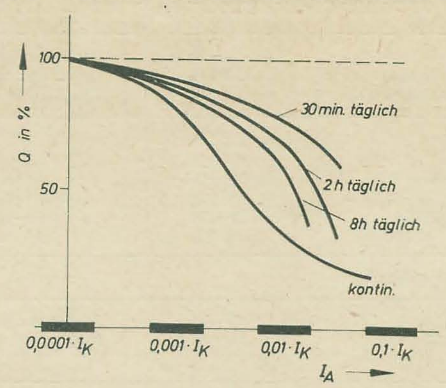


Bild 8: Nutzbare Ah-Kapazität von Rundzellen (Leclanché-System) bei unterschiedlichen Intermittierungszeiten; Entladeschlußspannung: 0,75 V, Raumtemperatur (in Anlehnung an einen Varta-Pertrix-Katalog)
Q = Ah-Kapazität, I_A = Entladestrom, I_k = Kurzschlußstrom

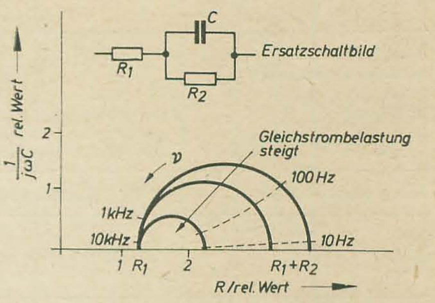


Bild 9: Ortskurve des Innenwiderstandes einer Rundzelle (Leclanché-System) vor der Entladung bei Raumtemperatur
C = Doppelschichtkapazität, ν = Meßfrequenz

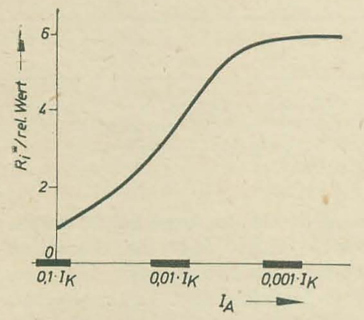


Bild 10: Gleichstrominnenwiderstand bei verschiedenen Belastungen für eine Rundzelle (Leclanché-System) bei Raumtemperatur
I_A = Belastungsstrom, R_i = gemessener Gleichstrominnenwiderstand

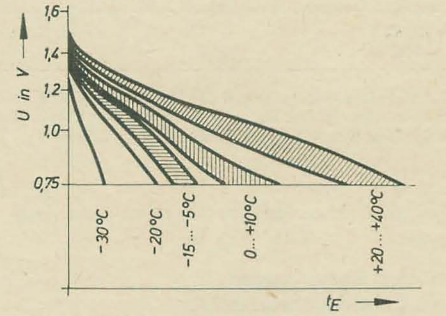


Bild 11: Prinzipieller Verlauf der Entladekurven bei mittlerer Belastung und verschiedenen Temperaturen (Leclanché-System)

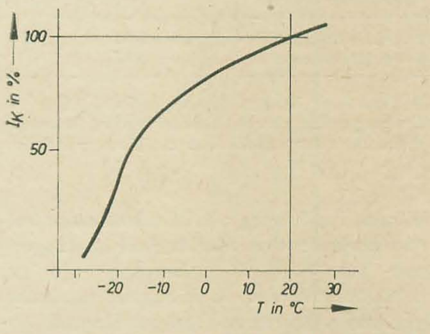


Bild 12: Prinzipieller Verlauf der Temperaturabhängigkeit des Kurzschlußstroms (Leclanché-System)

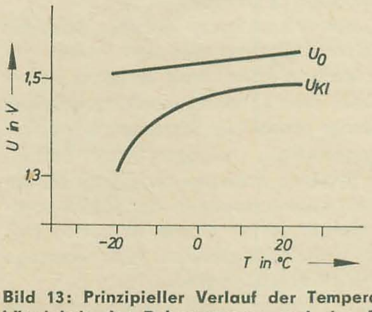


Bild 13: Prinzipieller Verlauf der Temperaturabhängigkeit der Ruhespannung und der Arbeitsspannung (Leclanché-System)

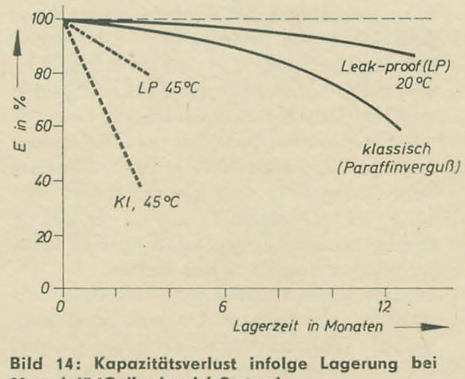


Bild 14: Kapazitätsverlust infolge Lagerung bei 20 und 45 °C (Leclanché-System)
E = Wattstundenkapazität

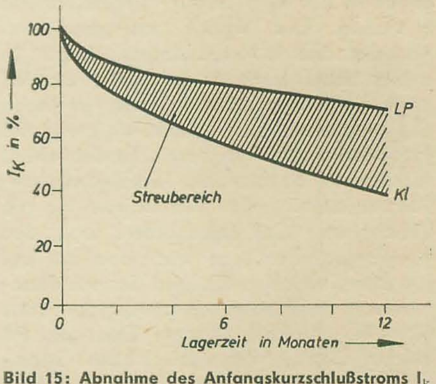
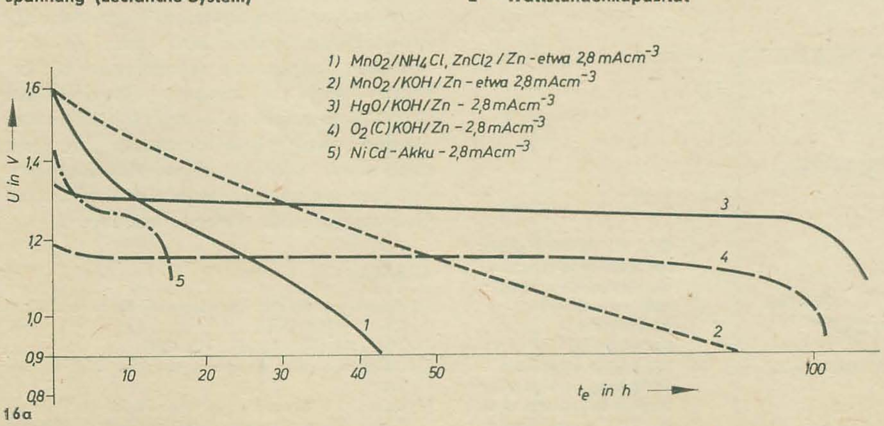
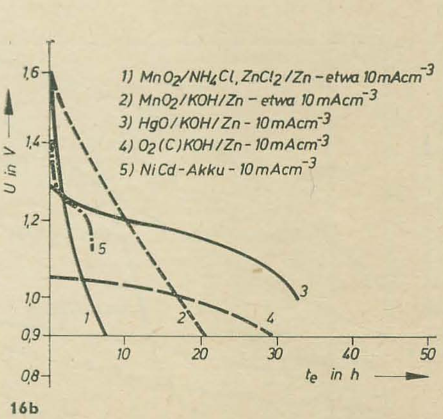


Bild 15: Abnahme des Anfangskurzschlußstroms I_k nach Lagerung bei 20 °C (Leclanché-System)



16a



16b

Bild 16: Entladekurven verschiedener galvanischer Systeme bei Volumenstromdichte von 2,8 mA/cm³ (Bild 16a) und 10 mA/cm³ (Bild 16b)

Zellentypen: R 6 bei $NgO/KOH/Zn$; R 6 bei $MnO_2/KOH/Zn$; R 6 bei $MnO_2/NH_4Cl/Zn$

Rundzelle (∅ 31, Höhe 13,5 mm) bei $O_2(C)/KOH/Zn$
Rundzelle (∅ 27, Höhe 9,2 mm) bei Nickel-Kadmium-Akku, GLZ Einzelzelle v. 9180.3/1,6

Tabelle 2: Spezifische Energie- und Leistungsdichten von galvanischen Systemen

	Leclanché-Element $Zn/NH_4Cl/MnO_2$	alkal. Braunstein-Element $Zn/KOH/MnO_2$	Mallory-Zelle $Zn/KOH/HgO$[1]	Nickel-Cadmium-Akku (gasdicht) $Cd/KOH/Ni\ (H_2)$	alk. Luftsauerstoff-Zink-Element $Zn/KOH/O_2, C$[3]	Brennstoffelement bei 10 mm Zelldicke
Energiedichte bei mittlerer Belastung[2])						Energiedichte keine kennzeichnende Größe, da vom Brennstoffvorrat abhängig
in Wh/g	0,02···0,06	0,06···0,09	0,08···0,1	≈ 0,025	0,11	
in Wh/cm³	0,04···0,1	0,2···0,3	≈ 0,35	0,04···0,06	0,3	
in mAh/g	≈ 40	≈ 90	50···90	14···18	80···100	
in mAh/cm³	50···150	≈ 200	≈ 300	30···50	≈ 300	
Energieausnutzung[4])	Belastbarkeit in mA/cm³					
80 %	1···5[5])	≈ 3	3···4	20 (Normal)	≈ 10	—
30 %	5···30[5])	20···30[5])	15···20	60 (Sinter)	—	20···400[6]) ≈ 1000[7])
Energieausnutzung[4])	Belastbarkeit in mW/cm³ (Leistungsdichte)					
80 %	1,3···6[5])	≈ 4	3,5···4,5	25 (5 × I_{10}) 60 (10 × I_{10}) Sinter	≈ 10	—
30 %	5···30[5])	11···28[5])	12···30	—	—	10···200[6]) ≈ 500[7])
Temperaturverhalten	Grenztemperatur bei Energieausnutzung von 50 %					
schwache Belastung	0 °C	— 10 °C	0 °C	— 10 °C (I_{10})	0···10 °C	—
starke Belastung	+ 5 °C	0 °C	— 10 °C	—	—	—

[1]) Kennwerte für das System $Zn/ZnSO_4/HgO \cdot HgSO_4$ sind dem angegebenen System etwa gleich. [2]) bei 20 °C. [3]) BAE-Versuchselement. [4]) in Prozent des Energiegehalts, der bei sehr schwacher Belastung ermittelt wird. [5]) Der kleinere Wert gilt für kontin. Entladung, der größere Wert für kurzzeitig intermittierende Entladung (Sekunden bis Minuten). [6]) je nach System, Dauerbetrieb. [7]) kurzzeitig, Sekunden; Werte nur bei Knallgaszellen vereinzelt erreicht.

diesem Typ hat es als Primärelement keinen bedeutenden Marktanteil im Gegensatz zur Sekundärausführung, die als Leichtakkumulator in Flugzeugausrüstungen und motorischen Geräten Eingang gefunden hat.

Aus Tabelle 2 lassen sich Bedingungen ableiten, die Aussagen über die Stellung des gasdichten Nickel-Kadmium-Akkumulators in der Palette der Primärelemente gestatten. Der Vorteil des gasdichten Nickel-Kadmium-Akkumulators liegt in seiner hohen Belastbarkeit (20···60 mW/cm²), sein Nachteil in der geringen Energiedichte (0,04···0,006 Wh/cm³) und im hohen Anschaffungspreis. Berücksichtigt man beim Einsatz von Nickel-Kadmium-Akkumulatoren noch die Kosten für die Anschaffung des Ladegerätes und den Wartungsaufwand, so wird man nur bei Geräten mit extrem hohen Stromaufnahmen und notwendiger Spannungskonstanz Vorteile ableiten können. Das gilt für solche Geräte, die galvanische Stromquellen mit sehr hohen Leistungsdichten verlangen und mit Primärelementen nicht mehr ökonomisch bestückt werden können.

Einige Bemerkungen zu Entwicklungstendenzen

Die wissenschaftliche und technische Weiterentwicklung von galvanischen Systemen verläuft in zwei Ebenen.

Einmal erfolgt bei den bewährten Systemen neben intensiver technologischer Forschungsarbeit zur Automatisierung der Produktion die Entwicklung in Richtung auf Verbesserung der elektrochemischen und elektrischen Kennwerte. Hierbei kann man auf Grund naturgesetzlicher Grenzen nur Verbesserungen um Bruchteile der gegenwärtig erzielten Werte erwarten. Entwicklungsziele sind hier weiterhin Senkung des Materialeinsatzes, Erhöhung der Lebensdauer, Verringerung des Wartungsaufwandes und der Kosten.

Zum anderen beschäftigten sich viele Forschergruppen mit der Untersuchung neuartiger Elektrodenkombinationen, wobei u. a. auch organische Komponenten für Elektroden und Elektrolyten eine Rolle spielen. Auf Grund thermodynamischer Rechnungen reichen hier die theoretisch erreichbaren Ruhespannungen bis etwa 3···5 V je Einzelelement. Energiedichten, die um ein vielfaches das bisher Erreichte übersteigen sind möglich.

Die Schwierigkeiten liegen aber dabei in den unvollkommenen Kenntnissen von den ablaufenden elektrochemischen Reaktionen sowie an den z. Z. unkontrollierbaren Korrosionsvorgängen an den Elektroden, die die Lagerfähigkeit und Lebensdauer begrenzen.

Bevor ein neuartiges, gebrauchsfähiges galvanisches System auf den Markt gebracht werden kann, muß es seine Zuverlässigkeit und Überlegenheit gegenüber den bisher erprobten Systemen beweisen. Die gegenwärtig auf dem Markt befindlichen Systeme besitzen eine Lagerfähigkeit bzw. Lebensdauer in der Größenordnung einiger Jahre. Damit ist vorstellbar, welche Entwicklungszeiten für neuartige Systeme zu erwarten sind.

Bei dem in aller Welt getriebenen Forschungs- und Entwicklungsaufwand für viele galvanische Systeme, besonders für Brennstoffelemente, wird man in den nächsten Jahren und Jahrzehnten mit Erfolgen rechnen können. Speziell bei Brennstoffelementen und Hybridsystemen werden erfolgreiche Entwicklungen nicht ausbleiben und ein entscheidender Einfluß auf vielen Gebieten der technischen Gebrauchsgeräte wirksam werden.

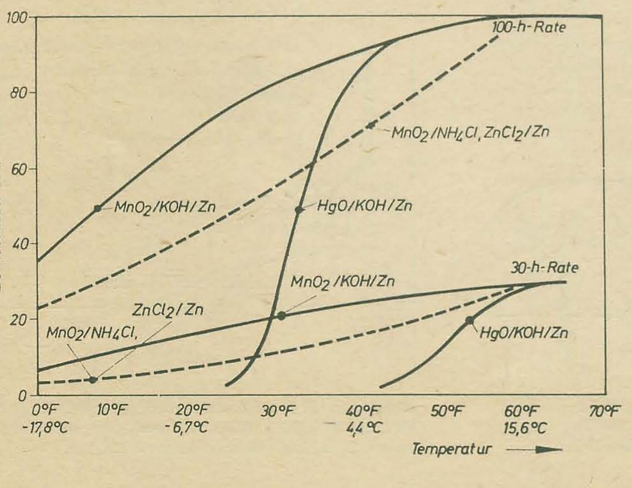
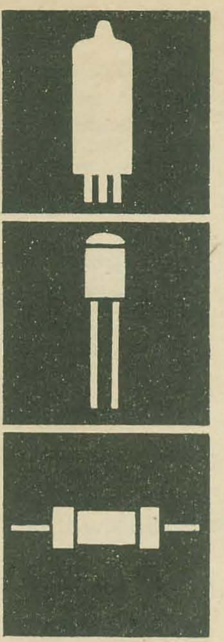


Bild 17: Abhängigkeit der Betriebsdauer von der Temperatur bei unterschiedlichen galvanischen Systemen [5]
100-h-Rate bedeutet: Entladung erfolgt mit solcher Belastung, daß bei 20 °C, unabhängig vom System, 100 h als Entladedauer erzielt werden

Literatur

[1] Publikationen der International Electrotechnical Commission (IEC)
[2] TGL 7487, TGL 13 031, TGL 6245
[3] Uhlig, H. W.: Forschungsbericht BAE Berlin, 1964
[4] Euler, J.: Progress in the Field of Primary Cells. Direct Current, October 1962, S. 270–287
[5] Daniel: 3. Internat. Batt. Symp. Bournmouth 1962

Literaturzusammenstellung auf Anfrage.



Modellbahn – durch Elektronik gesteuert –

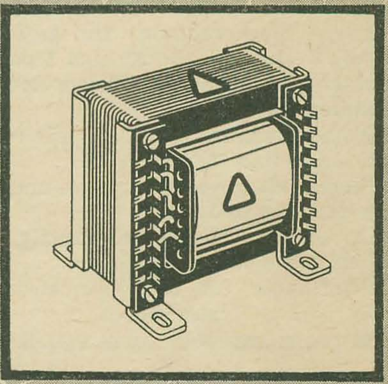
dazu bieten wir Ihnen nach der Bastlerschaltung 1/1967 des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O folgende fertig bestückte Bausteine für TT-Spur an:

Nr. 1	Universalbaustein mit Schaltschiene, zu verwenden für Anfahr- und Halteschaltung, Haltegleis, Blockstelle	10,70 M
Nr. 2	Baustein für Haltegleis ohne Schaltschiene Haltezeit bis etwa 30 sec – dann Weiterfahrt	7,70 M
Nr. 3	Baustein für Weichenumschaltung Je nach Zuschaltung wird die Weiche vor oder nach Befahren durch die Lokomotive gestellt	8,90 M
Nr. 4	Blockstelle mit elektrischer Signalanzeige Auch Verknüpfung mit Weichenumschaltung möglich Baustein wird ohne Lampen geliefert	7,90 M

Schalt- und Anschlußplan für jeden Baustein	0,20 M
Leiterplatten unbestückt je Stück	1,80 M

VEB Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen Fachfiliale »RFT-Funkamateur«
8023 Dresden, Bürgerstraße 47, Telefon 5 47 81

TRANSFORMATOREN
ÜBERTRAGER
UND
DROSSELN



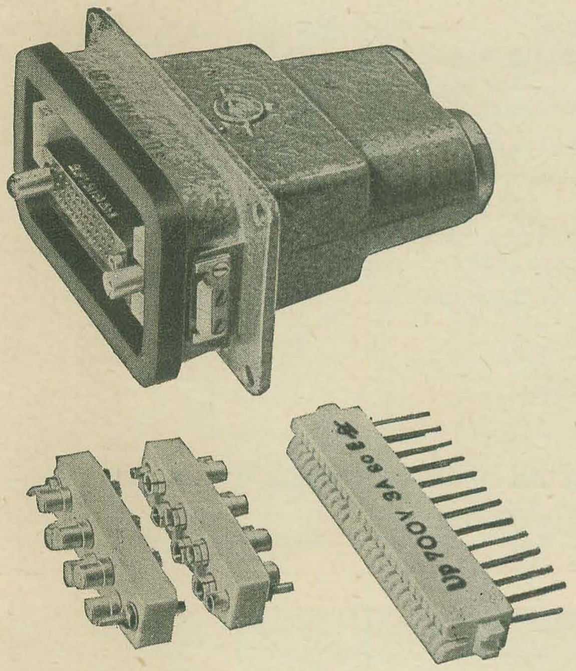
FÜR DIE RUNDFUNK- UND FERNMELDETECHNIK
GÜTEZEICHEN ⚠ DES DAMW

SPEZIALFABRIK FÜR TRANSFORMATOREN
5903 CREUZBURG/WERRA (THÜR.) DDR
Betrieb mit staatlicher Beteiligung

GUSTAV NEUMANN KG

RFT electronic

Steckverbinder - kontaktsicher - zuverlässig - von hoher Qualität



Unser Fertigungsprogramm beinhaltet:

Indirekte Steckverbinder für gedruckte Leiterplatten, 8-, 12-, 15-, 16-, 23- und 31polig
Direkter Steckverbinder für doppeltkaschierte Leiterplatten, 24polig
Pegelsteckverbinder bis 3 MHz für Prüfzwecke, 3-, 5-, 6-, 8-, 9- und 10polig
Steckverbinder, geschirmt, 2-, 4- und 6polig, nach TGL 200-3603, Bl. 3
Steckverbinder, 11-, 20- und 32polig, nach TGL 200-3603, Bl. 1
Steckverbinder für 10 A Nennstrom, 3-, 4- und 5polig, nach TGL 200-3603, Bl. 2
Steckverbindergehäuse nach TGL 200-3603, Bl. 6

Ausführliche Informationen erhalten Sie durch unsere Werbeabteilung

VEB Elektrogerätewerk Gornsdorf Abt. Werbung
9163 Gornsdorf
Karl-Marx-Straße
Telex: 074 61/62
Drahtwort: Eltgeräte Gornsdorferz
Telefon: 451 Amt Meinersdorf

Anzeigenschluß

für diese Zeitschrift ist der 5. und 20. eines jeden Monats für das übernächste Heft. Bis zu diesem Termin müssen uns die druckfertigen Klischees vorliegen.

DEWAG-WERBUNG
102 Berlin
Rosenthaler Straße 28 – 31
Telefon 42 55 91

Lautsprecher-Reparaturen
aufmagnetisieren — spritzen
sauber · schnell · preiswert
Mechanische Werkstätte
Alfr. Pötz, 521 Arnstadt/Thür.
Friedrichstraße 2, Telefon: 673

Prospektmaterial
über die Literatur des
VEB VERLAG TECHNIK BERLIN
fordern Sie bitte
bei Ihrem Buchhändler an

Die Kontakte des FS-Kanalwählers reinigt und pflegt der Fachmann stets

mit **Spezial-Wellenschalteröl**

Rundfunk-Spezialist Granowski, 6822 Rudolstadt

In wenigen Tagen erscheint:

Geoffrey W. A. Dummer · Norman B. Griffin

Zuverlässigkeit in der Elektronik

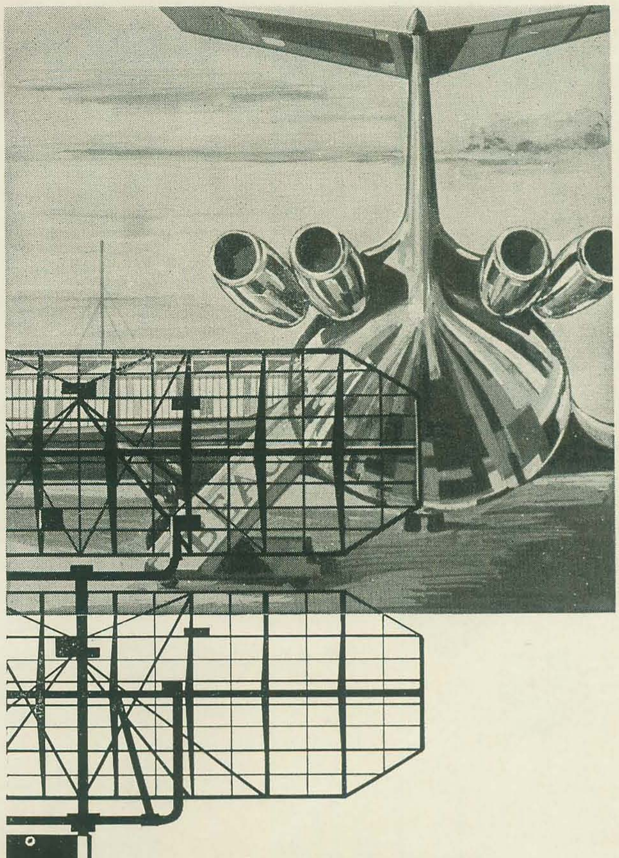
Übersetzung aus dem Englischen
von J. P. Rehahn

228 Seiten, 25 Abbildungen, Broschur 18,– M

Ein praktischer Leitfaden, der sowohl eine Einführung in leichtfaßlicher Form gibt als auch zum Nachschlagen bei den vielfältigen Fragen dienen kann, mit denen die Steigerung der Zuverlässigkeit von Geräten und ganzen Systemen zusammenhängt. Durch jede Buchhandlung erhältlich.

INHALT: Grundlagen der Zuverlässigkeitstheorie · Berechnung der Geräte- und Systemzuverlässigkeit · Sicherheits- und Unterlastungsfaktoren · Zuverlässigkeit in der Konstruktion · Umwelteinflüsse auf die Zuverlässigkeit · Zuverlässigkeit durch Mikroelektronik · Ausfallraten elektronischer Bauelemente.

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



safety first

ist das oberste Gebot in der Luftfahrt. Die Sicherheit rangiert an erster Stelle und das bezieht sich auch auf den wichtigsten Teil – die Elektronik.

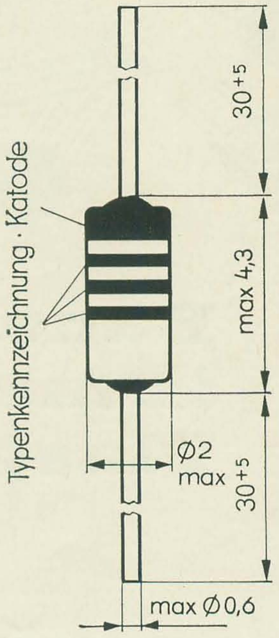
Navigation, automatische Steuerung, Kursregulierung und Überwachung sind alles Teile dieses komplizierten elektronischen Systems, für welches Bauelemente benötigt werden, die neben höchster Zuverlässigkeit und Lebensdauer auch eine gute Klimafestigkeit aufweisen.

Für extrem ungünstige klimatische Bedingungen wurden von uns Widerstände der Baureihe 15 entwickelt. Es handelt sich um Metallschichtwiderstände, die durch eine im Wirbelsinterverfahren hergestellte zusätzliche Schicht aus Epoxidharz besonders geschützt werden. Diese Widerstände weisen deshalb neben hoher Zuverlässigkeit eine ausgezeichnete Klimafestigkeit auf.

Information durch
VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik
„Carl von Ossietzky“
153 Teltow, Ernst-Thälmann-Straße 10, Abt. Werbung

RFT electronic **Bauelemente**

Silizium-Epitaxie Planardioden



SAY 10 ... SAY 16

Die ständig wachsende Entwicklung der Elektronik stellt an Halbleiter-Bauelemente immer höhere Anforderungen. Um dieser Entwicklung gerecht zu werden, wurden im VEB Werk für Fernsehelektronik Silizium-Epitaxie-Planardioden in DHD-Technik entwickelt. Diese Typenreihe besitzt hervorragende Eigenschaften:

hohe Verlustleistung,
geringste Abmessungen,
extrem kurze Schaltzeiten,
Einsatz bei hohen Umgebungstemperaturen

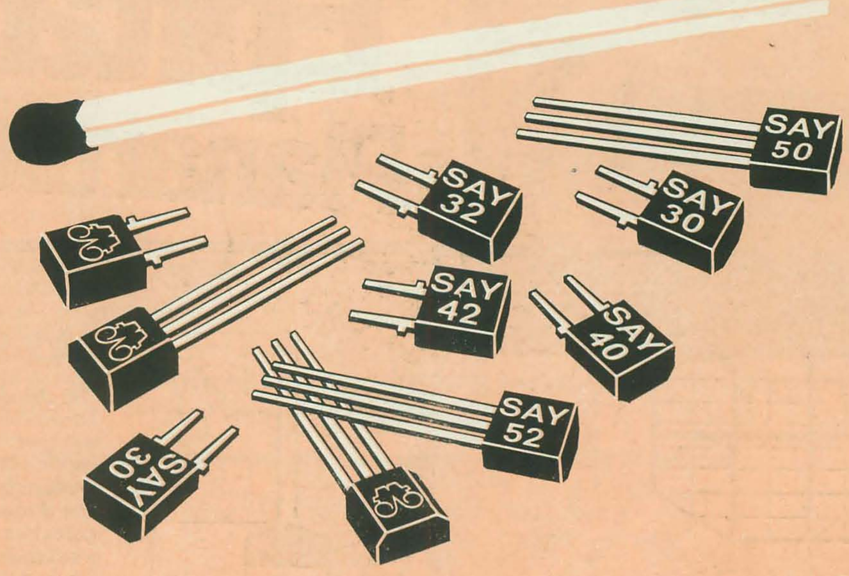
und bietet der Anwenderindustrie universelle Möglichkeiten des Einsatzes.

Wenden Sie sich mit Ihren speziellen Einsatzproblemen an unsere Kundenberatung!

RFT
electronic
vereinigt
Fortschritt und Güte

VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK
116 Berlin-Oberschöneweide,
Ostendstraße 1–5

neu neu neu neu neu neu neu



Bauelemente in moderner Plastumhüllung

neu neu neu neu neu neu neu

... sind unsere Silizium-Planar-Dioden der Typenfamilien SAY 30 und SAY 40.
Innerhalb dieser beiden Typenfamilien liefern wir Ihnen Einzel- und Mehrfachdioden in verschiedenen Gehäusevarianten.
Entsprechendes Datenmaterial erhalten Sie durch unsere Abteilung Kundendienst Bauelemente.

RFT
electronic
vereinigt Fortschritt und Güte

VEB FUNKWERK ERFURT

50 Erfurt, Rudolfstraße 47, Telefon: 580, Fernschreiber: 061306

33 103